

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2004年4月29日 (29.04.2004)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2004/036726 A1(51) 国際特許分類⁷:

H02M 3/28

(72) 発明者; および

(21) 国際出願番号:

PCT/JP2003/013411

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 鶴谷 守 (TSURUYA, Mamoru) [JP/JP]; 〒352-8666 埼玉県 新座市 北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内 Saitama (JP).

(22) 国際出願日: 2003年10月21日 (21.10.2003)

(25) 国際出願の言語:

日本語

(74) 代理人: 三好 秀和 (MIYOSHI, Hidekazu); 〒105-0001 東京都 港区 虎ノ門1丁目2番3号 虎ノ門第一ビル9階 Tokyo (JP).

(26) 国際公開の言語:

日本語

(81) 指定国 (国内): CN, JP, US.

(30) 優先権データ:

特願 2002-306250

(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).

2002年10月21日 (21.10.2002) JP

特願2002-321105 2002年11月5日 (05.11.2002) JP

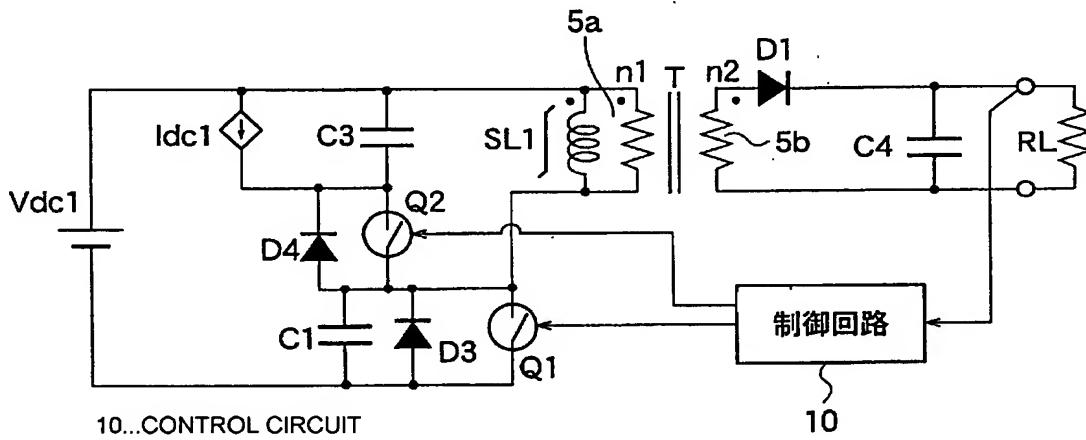
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): サンケン電気株式会社 (SANKEN ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒352-8666 埼玉県 新座市 北野3丁目6番3号 Saitama (JP).

添付公開書類:
— 國際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイドスノート」を参照。

(54) Title: DC CONVERTER

(54) 発明の名称: 直流変換装置



(57) Abstract: Primary winding (5a) of a transformer T and a switch Q1 are connected in series with a DC power supply Vdc1, series circuit of a switch Q2 and a snubber capacitor C3 is connected in parallel with the primary winding or the switch Q1, and a saturable reactor SL1 is connected in parallel with the primary winding (5a). Series circuit of a diode D1 and a capacitor C4 is connected in parallel with the secondary winding (5b) of the transformer T thus constituting a rectifying/smoothing circuit. A control circuit (10) turns the switch Q1 and the switch Q2 on/off alternately and turns the switch Q2 off when the current thereof increases.

WO 2004/036726 A1

(57) 要約: トランス T の 1 次巻線 5 a とスイッチ Q 1 とが直流電源 Vdc1 に直列に接続され、スイッチ Q 2 とスナバコンデンサ C 3 の直列回路が 1 次巻線またはスイッチ Q 1 に並列に接続され、可飽和リアクトル SL 1 が 1 次巻線 5 a に並列に接続される。ダイオード D 1 とコンデンサ C 4 との直列回路がトランス T の 2 次巻線 5 b に並列に接続されて整流平滑回路を構成する。制御回路 10 はスイッチ Q 1 とスイッチ Q 2 を交互にオン/オフさせると共にスイッチ Q 2 の電流が増大した時にスイッチ Q 2 をオフさせる。

明 細 書
直流変換装置

技術分野

5 本発明は、高効率、小型、低ノイズな直流変換装置に関する。

背景技術

図1に従来のこの種の直流変換装置の回路構成図を示す。図1に示す直流変換装置において、直流電源Vdc1にトランスTの1次巻線5a(巻数n1)を介してMOSFET(以下、FETと称する。)等からなる主スイッチQ1が接続され、10 1次巻線5aの両端には、抵抗R2及びスナバコンデンサC2からなる並列回路との並列回路に直列に接続されたダイオードD3とが接続されている。主スイッチQ1は、制御回路100のPWM制御によりオン／オフするようになっている。

また、トランスTの1次巻線5aとトランスTの2次巻線5bとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線5b(巻数n2)には、15 ダイオードD1, D2とリアクトルL1とコンデンサC4とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5bに誘起された電圧(オン／オフ制御されたパルス電圧)を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

制御回路100は、図示しない演算増幅器及びフォトカプラを有し、演算増幅器20 は、負荷RLの出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

25 次に、このように構成された直流変換装置の動作を図2に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図2では、主スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、主スイッチQ1に流れる電流Q1i、主スイッチQ1をオン／オフ制御するQ1制御信号を示している。

まず、時刻t31において、Q1制御信号により主スイッチQ1がオンし、直流30 電源Vdc1からトランスTの1次巻線5aを介して主スイッチQ1に電流Q1iが流れる。この電流は、時刻t32まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、1次巻線5aを流れる電流n1iも電流Q1iと同様に時刻t32まで時間

の経過とともに直線的に増大していく。

なお、時刻 t_{31} から時刻 t_{32} では、1次巻線 5a の主スイッチ Q1 側が一側になり、且つ1次巻線 5a と2次巻線 5b とは同相になっているので、ダイオード D1 のアノード側が+側になるため、5b → D1 → L1 → C4 → 5b と電流が流れ

5 る。

次に、時刻 t_{32} において、主スイッチ Q1 は、Q1 制御信号により、オン状態からオフ状態に変わる。このとき、トランス T の1次巻線 5a に誘起された励磁エネルギーの内、リーケージインダクタ L_g (2次巻線 5b と結合していないインダクタンス) の励磁エネルギーは、2次巻線 5b に伝送されないため、ダイオード D

10 3 を介してスナバコンデンサ C2 に蓄えられる。

また、時刻 t_{32} ～時刻 t_{33} では、主スイッチ Q1 がオフであるため、電流 Q_{1i} 及び1次巻線 5a を流れる電流 n_{1i} は零になる。なお、時刻 t_{32} から時刻 t_{33} では、 $L1 \rightarrow C4 \rightarrow D2 \rightarrow L1$ で電流が流れ、負荷 R_L に電力が供給される。

15 このような直流変換装置によれば、スナバ回路 (C2, R2) を挿入し、主スイッチ Q1 の電圧の時間的な変化を緩やかにすることで、スイッチングノイズを低減できると共に、トランス T のリーケージインダクタ L_g による主スイッチ Q1 へのサージ電圧を抑制することができる。

20 発明の開示

しかしながら、図 1 に示す直流変換装置にあっては、スナバコンデンサ C2 に充電された電荷を抵抗 R2 によって消費させるため、損失が増大した。この損失は、変換周波数に比例するため、小型化を目的として変換周波数を上昇させた場合には、損失が増大し、効率が低下する欠点があった。

25 また、トランス T の1次巻線 5a に流れるトランス励磁電流は、図 4 に示すように、主スイッチ Q1 がオン時には直線的に正の値で増加していく、主スイッチ Q1 がオフ時には直線的に減少してゼロになる。即ち、トランス T の磁束は、図 3 に示すように、B-Hカーブの第 1 象限のみ ($\Delta B'$) 使用するため、トランス T のコアの利用率が低く、トランス T が大型化していた。

30 本発明は、トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができる直流変換装置を提供することにある。

本発明の第 1 の技術的側面によれば、直流変換装置は、直流電源に並列に接続さ

れ、トランスの1次巻線と第1スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記トランスの1次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、前記第1直列回路に接続され前記可飽和リアクトルに蓄積されたエネルギーを還流させる第1還流回路であって、第2スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続されたものと、前記5トランスの2次巻線に並列に接続され、整流素子と平滑素子とが直列に接続された整流平滑回路と、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを有することを特徴とする。

本発明の第2の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えてさらに前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え前記第1スイッチがオフ時に前記10電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

本発明の第3の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えてさらに、前記第1直列回路の前記第1スイッチは第3リアクトルを介して前記151次巻線に接続され、前記トランスに接続され、前記第3リアクトルに蓄積されたエネルギーを前記トランスの2次側に還流させる第2還流回路を有することを特徴とする。

本発明の第4の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えて、前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記整流平滑回路は、前記整流素子を介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整流素子と前記整流素子と前記平滑素子との間に接続された第4リアクトルとをさらに有し、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

本発明の第5の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えて、前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記整流平滑回路は、前記平滑素子と前記トランスの2次巻線との間に接続される第4リアクトルと、前記整流素子に並列に接続されかつ制御端子が前記2次巻線の他端に接続

された第3スイッチ及び該第3スイッチと、前記2次巻線との直列回路に並列に接続され且つ制御端子が前記2次巻線の一端に接続された第4スイッチと、前記第3スイッチを介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整流素子とを有し、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

図面の簡単な説明

図1は、従来の直流変換装置を示す回路構成図である。

図2は、従来の直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図3は、従来の直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。

図4は、従来の直流変換装置に設けられたトランスの励磁電流のタイミングチャートである。

図5は、第1の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図6は、第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

図7は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図8は、第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

図9は、第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。

図10は、第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。

図11は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。

図12は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。

図13は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。

図14は、第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図15は、第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図16は、第3の実施の形態に係る直流変換装置の動作を説明するための図であ

る。

図17は、第3の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図18は、第1の実施の形態または第2の実施の形態に係る直流変換装置において、
5 入力電圧が高い場合の各部における信号のタイミングチャートである。

図19は、第4の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図20は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図21は、第4の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時
の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

図22は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。

図23は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。

15 図2-4は、第5の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図25は、第3及び第5の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

図26は、第6の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図27は、第6の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図2-8は、第7の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図29は、第7の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図30は、第8の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

25 図3-1は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図3-2は、第8の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

図3-3は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図30である。

図3-4は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。

図35は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。

図36は、第9の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図37は、第9の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明に係る直流変換装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

第1の実施の形態

10 第1の実施の形態に係る直流変換装置は、主スイッチをオンした時にトランスの2次巻線を介して直接に負荷に電力を供給し、主スイッチをオフした時にトランスの1次巻線に蓄えられた励磁エネルギーをスナバコンデンサに蓄え、補助スイッチをオンすることにより、トランスのコアのB-Hカーブの第1、第3象限を使い、かつ、励磁エネルギーの不足分を電力供給源から補うことにより、B-Hカーブの出発点を第3象限の下端にすると共に、トランスの1次巻線に、可飽和リクトルを並列に接続することにより、補助スイッチのオン期間の終了間際で可飽和リクトルを飽和させ、電流を増大させることにより、補助スイッチのオフ時の逆電圧の発生を急峻とし、主スイッチをゼロ電圧スイッチ動作させることを特徴とする。

20 また、トランスTの2次側には、ダイオードD1とコンデンサC4とからなる整流平滑回路を設けたことを特徴とする。

25 図5は第1の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図5に示す直流変換装置において、直流電源Vdc1の両端にはトランスTの1次巻線5a（巻数n1）とFETからなる主スイッチとしてのスイッチQ1（第1スイッチ）との直列回路（第1直列回路）が接続されている。スイッチQ1の両端にはダイオードD3と共振用コンデンサC1とが並列に接続されている。

トランスTの1次巻線5aの一端とスイッチQ1の一端との接続点にはFETからなる補助スイッチとしてのスイッチQ2（第2スイッチ）の一端が接続され、スイッチQ2の他端はスナバコンデンサC3を介して直流電源Vdc1の正極に接続されている。スナバコンデンサC3とスイッチQ2との直列回路は第1還流回路を構成する。なお、スイッチQ2の他端はスナバコンデンサC3を介して直流電源Vdc1の負極に接続されていてもよい。

スナバコンデンサC3の両端には、スイッチQ1がオン時に電力を蓄えるとともに

にスイッチQ 1がオフ時に蓄えられた電力をスナバコンデンサC 3に供給する電流源からなる電力供給源I d c 1が接続されている。

スイッチQ 2の両端にはダイオードD 4が並列に接続されている。スイッチQ 1, Q 2は、制御回路1 0のPWM制御により交互にオン／オフするが、共にオフとなる期間（デッドタイム）を有する。

トランスTの1次巻線5 aには、可飽和リアクトルSL 1が並列に接続されている。この可飽和リアクトルSL 1は、トランスTのコアの飽和特性を用いている。可飽和リアクトルSL 1には、正負の振れ幅の等しい交流電流が流れるため、磁束は、図9に示すB-Hカーブ上の原点(B, H) = (0, 0)を中心にして、第1象限と第3象限とに等しく増減する。

しかし、回路には損失を伴うため、磁束は完全に対称とはならず、第1象限が主体となる。また、コンデンサC 1を短時間で放電し電圧をゼロとする必要から、可飽和リアクトルSL 1またはトランスTの励磁インダクタンスを低くして、励磁電流を多くしている。

また、図9に示すように一定の正磁界Hに対して磁束BがBmで飽和し、一定の負磁界Hに対して磁束Bが-Bmで飽和するようになっている。磁界Hは電流iの大きさに比例して発生する。なお、正確にはBは磁束密度であり、コアの断面積をSとして磁束 $\phi = B \cdot S$ で表現されるが、ここでは便宜上S=1として、 $\phi = B$ と表現している。この可飽和リアクトルSL 1では、B-Hカーブ上を磁束BがBa → Bb → Bc → Bd → Be → Bf → Bgと移動し、磁束の動作範囲が広範囲となっている。B-Hカーブ上のBa-Bb間及びBf-Bg間は飽和状態である。

トランスTのコアには、1次巻線5 aとこの巻線に対して同相の2次巻線5 b(巻数n 2)とが巻回されており、2次巻線5 bの一端はダイオードD 1のアノードに接続され、ダイオードD 1のカソードと2次巻線5 bの他端とはコンデンサC 4に接続されている。ダイオードD 1とコンデンサC 4とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC 4はダイオードD 1の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RLに输出する。

制御回路1 0は、スイッチQ 1とスイッチQ 2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ 2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するように

なっている。

また、図8に示すように、制御回路10は、スイッチQ2の電流Q2iが増大した時刻にスイッチQ2をオフさせた後、スイッチQ1をオンさせる。制御回路10は、スイッチQ1をターンオンするときに、スイッチQ1の電圧がスイッチQ1と並列に接続された共振用コンデンサC1と可飽和リアクトルSL1の飽和インダクタンスとの共振によりゼロ電圧となった時から所定期間中にスイッチQ1をオンさせる。

図6は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図6に示すトランスは、矩形状の外形を有するコア20を備え、コア20には磁路21a、21b、21cを構成するように磁路の長手方向に平行に長形の間隙22a、22bが形成されている。コア20のコア部20aには、1次巻線5aと2次巻線5bとが巻回されている。リーケージインダクタを得るために、1次巻線5a、2次巻線5bを分割巻としている。

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間の部分に対向する位置に、凹部20bが2箇所形成されている。この凹部20bにより、外周コアの磁路21b、21cの一部の断面積が他の部分よりも小さくなり、その部分のみが磁気飽和する。その結果、この飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用したときのコア損失を低減できる。

次にこのように構成された第1の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図7、図8及び図10に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図7は第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図8は第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図9は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。図10は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。

なお、図7及び図8では、スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、スイッチQ1に流れる電流Q1i、スイッチQ2の両端間の電圧Q2v、スイッチQ2に流れる電流Q2i、電力供給源Idc1に流れる電流Idc1i、可飽和リアクトルSL1に流れる電流SL1iを示している。

まず、時刻t1(時刻t11～t12に対応)において、スイッチQ1をオンさせると、Vdc1→5a→Q1→Vdc1で電流が流れる。また、この時刻に、ト

ンストの2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D1→C4→5bで電流が流れる。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトルSL1にも電流SL1iが流れて、可飽和リアクトルSL1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

この電流SL1iは、図10に示すように、時刻t1で電流値a（負値）、時刻t5 1bで電流値b（負値）、時刻t13で電流値c（ゼロ）、時刻t2で電流値d（正值）へと変化していく。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Ba→Bb→Bc→Bdへと変化していく。本発明の方式による磁束の動作範囲△Bは図9に示すとおりで、B-Hカーブは飽和領域Hsを有する。なお、図9に示すBa～Bgと図10に示すa～gとは時刻が対応している。

10 次に、時刻t2において、スイッチQ1をオフさせると、可飽和リアクトルSL1に蓄えられたエネルギーによりコンデンサC1が充電される。このとき、可飽和リアクトルSL1のインダクタンスとコンデンサC1とにより電圧共振が形成され、コンデンサC1の電圧すなわちスイッチQ1の電圧Q1vが急激に上昇する。

そして、コンデンサC1の電位がコンデンサC3の電位と同電位となったとき、15 可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出により、ダイオードD4が導通し、ダイオード電流が流れて、コンデンサC3が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流SL1iは、時刻t2から時刻t20において、電流値d（正值）から電流値e（ゼロ）に変化する。これに対応して、図9に示すB-Hカーブ上では、磁束20 は、Bd→Beへと変化する。

また、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と同時に、電力供給源Idc1からのエネルギーがコンデンサC3に供給され、コンデンサC3が充電されていく。即ち、コンデンサC3には、電力供給源Idc1からのエネルギーと可飽和リアクトルSL1からのエネルギーとが加え合わせられる。そして、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と電力供給源Idc1からのエネルギーの放出とが終了すると、コンデンサC3の充電は停止する。

次に、時刻t20～時刻t3において、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、C3→Q2→SL1→C3に流れて、可飽和リアクトルSL1の磁束をリセットする。可飽和リアクトルSL1に並列に接続されたトランストも同様に磁束が変化する。

この場合、時刻t20～時刻t3においては、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーが可飽和リアクトルSL1に帰還されるので、可飽和リアクトルSL1に流れ

る電流 $S L 1 i$ は、図 10 に示すように負値となる。即ち、電流 $S L 1 i$ は、時刻 t_{20} ～時刻 t_{2a} においては、電流値 e (ゼロ) から電流値 f (負値) に変化する。これに対応して、図 9 に示す B-H カーブ上では、磁束は、 $B e \rightarrow B f$ へと変化していく。なお、時刻 t_2 から時刻 t_{20} における面積 S と時刻 t_{20} ～時刻 t_{2a} における面積 S とは等しい。この面積 S はコンデンサ C_3 に蓄えられた可飽和リアクトル $SL 1$ のエネルギーに相当する。

次に、電流 $S L 1 i$ は、時刻 t_{2a} ～時刻 t_3 においては、電流値 f (負値) から電流値 g (負値) に変化する。図 9 に示す B-H カーブ上では、磁束は、飽和領域 H_s を $B f \rightarrow B g$ へと変化していく。時刻 t_{2a} ～時刻 t_3 における面積は、コンデンサ C_3 に蓄えられた電力供給源 $Idc 1$ のエネルギーに相当する。

即ち、コンデンサ C_3 に蓄えられたエネルギーは、可飽和リアクトル $SL 1$ のエネルギーと電力供給源 $Idc 1$ のエネルギーとを合わせたものであるため、電流 $S L 1 i$ は、リセット時に電力供給源 $Idc 1$ から供給されるエネルギー一分だけ多くなるので、磁束は第 3 象限に移動して、飽和領域 ($B f - B g$) に達し、電流 $S L 1 i$ が増大し、時刻 t_3 (時刻 t_1 も同様) で最大となる。電流 $S L 1 i$ は、スイッチ $Q 2$ のオン期間の終了間際で増大しており、可飽和リアクトル $SL 1$ の飽和時の電流である。

また、この時刻 t_3 には、スイッチ $Q 2$ の電流 $Q 2 i$ も最大となる。この時刻に、スイッチ $Q 2$ をオフさせることにより、コンデンサ $C 1$ の放電は急峻になり、短時間でゼロとなる。このとき、スイッチ $Q 1$ をオンさせることにより、スイッチ $Q 1$ はゼロ電圧スイッチを達成できる。

図 11 は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置を示す詳細な回路構成図である。図 11 に示す第 1 実施例では、電力供給源 $Idc 1$ がリアクトル (第 1 リアクトル) $L 2$ とダイオード $D 6$ との直列回路 (第 2 直列回路) で構成したものである。

この実施例によれば、スイッチ $Q 1$ がオンしたときリアクトル $L 2$ にエネルギーを蓄え、スイッチ $Q 1$ がオフしたときにリアクトル $L 2$ に蓄えられたエネルギーをコンデンサ $C 3$ に供給して、コンデンサ $C 3$ を充電する。なお、図 11 に示す電力供給源 $Idc 1$ は軽負荷時に適している。

第 1 変更実施例

図 12 は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の第 1 変更実施例を示す回路構成図である。図 12 に示す第 1 変更実施例では、電力供給源 $Idc 1$ をトランス T の 1 次巻線 $5 a$ に直列に接続されたリアクトル (第 2 リアクトル) $L 3$ で構成したも

のである。

この第1変更実施例によれば、スイッチQ 1がオンした時には、電流がリアクトルL 3を通して流れ、リアクトルL 3にエネルギーを蓄える。スイッチQ 1がオフした時には、このエネルギーは、L 3→T→D 4→C 3→L 3で放出され、エネルギーの一部は、トランスTの2次巻線5 bを介して負荷R Lに供給されるとともに、コンデンサC 3を充電する。なお、図1 2に示す電力供給源I d c 1は重負荷時に適している。

第2変更実施例

図1 3は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。図1 3に示す第2変更実施例では、図1 1に示す電力供給源I d c 1であるリアクトルL 2およびダイオードD 6と、図1 2に示す電力供給源I d c 1であるリアクトルL 3とを組み合わせたものであるため、軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

なお、リアクトルL 3は、トランスTのリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトルS L 1も、図6に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランスTの励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

以上説明したように、本実施形態によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率な直流変換装置を提供することができる。

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、装置を小型化することができる。

第2の実施の形態

図1 4は第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第2の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスTの2次側に2次巻線5 bと3次巻線5 cとを設け、2出力としたことを特徴とする。なお、トランスTの2次側に3以上の巻線を設け、3出力以上としてもよい。ここでは、2出力についてのみ説明する。

即ち、本実施形態に係る直流変換装置は図1 2に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランスTのコアに巻回された3次巻線5 cと、ダイオードD 2、コンデンサC 2、負荷R L 2を設けている。3次巻線5 cは2次巻線5 bと同相に巻回されている。3次巻線5 cの一端はダイオードD 2のアノードに接続され、ダイオード

D 2 のカソードと 3 次巻線 5 c の他端とはコンデンサ C 2 に接続されている。ダイオード D 2 とコンデンサ C 2 とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサ C 2 はダイオード D 2 の整流電圧を平滑して直流出力を負荷 R L 2 に出力する。

また、1 次巻線 5 a と 2 次巻線 5 b とは疎結合され、また、1 次巻線 5 a と 3 次 5巻線 5 c とは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができます。2 次巻線 5 b と 3 次巻線 5 c とは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができます。

制御回路 1 0 は、スイッチ Q 1 とスイッチ Q 2 とを交互にオン／オフ制御し、負荷 R L 1 の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチ Q 1 に印加されるパル 10スのオン幅を狭くし、スイッチ Q 2 に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷 R L 1 の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッ チ Q 1 のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するよう になっている。

なお、トランス T の 1 次側回路は第 1 の実施形態の第 1 変更実施例と同様の構成 15 で、電力供給源 I d c 1 をトランス T の 1 次巻線 5 a に直列に接続されたリクト ル L 3 で構成している。

このように第 2 の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2 次巻線 5 b からの電圧をダイオード D 1 とコンデンサ C 4 とで整流平滑して直流電力を負荷 R L 1 に供給でき、また、3 次巻線 5 c からの電圧をダイオード D 2 とコンデンサ C 2 とで 20 整流平滑して直流電力を負荷 R L 2 に供給できる。

また、1 次巻線 5 a と 2 次巻線 5 b とは疎結合されているので、1 次側のリーケージインダクタは大きく、また、2 次巻線 5 b と 3 次巻線 5 c とは密結合されているので、2 次側のリーケージインダクタは小さい。このため、2 次側の出力（2 次巻線側の出力及び 3 次巻線側の出力）は、軽負荷及び重負荷に対して変動が小さく 25 なり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2 次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡略化できる。

なお、2 次側の複数出力として、図 1 4 に示す直流変換装置に、図 1 に示す直流変換装置の 2 次側回路（2 次巻線 5 b、ダイオード D 1, D 2、リクトル L 1、 30 コンデンサ C 4）と同一構成の 2 次側回路（3 次巻線 5 c、ダイオード D 3, D 4、リクトル L 2、コンデンサ C 2）を追加した直流変換装置（図示せず）も可能である。

しかし、リアクトルL1, L2が大きいため、リアクトルL1, L2を同一コア上に巻回する方法もあるが、2次側のクロスレギュレーションが悪化する。2次巻線5bとリアクトルL1との巻数比、3次巻線5cとリアクトルL2との巻数比を合わせるのは巻数が少ないため難しい。

5 図14に示す第2の実施の形態では、リアクトルL1、リアクトルL2を用いず、2次側のリーケージインダクタは小さく、1次側2次側間のリーケージインダクタ
ンスが大きいため、2次側のクロスレギュレーションが改善されるとともに、回路
を簡単化できる。

10 第3の実施の形態

次に第3の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1及び第2の実施の形態に係る直流変換装置では、スイッチとして、ノーマリオフタイプのMOSFET等を用いた。このノーマリオフタイプのスイッチは、電源がオフ時にオフ状態となるスイッチである。一方、SIT (static induction transistor、静電誘導トランジ
15 スタ) 等のノーマリオンタイプのスイッチは、電源がオフ時にオン状態となるスイ
ッチャである。このノーマリオンタイプのスイッチは、スイッチングスピードが速く、
オン抵抗も低くスイッチング電源等の電力変換装置に使用した場合、理想的な素子
であり、スイッチング損失を減少させ効率をさらに向上させることができると、
20 スイッチがオン状態であるため、スイッチが短絡する。このため、ノーマリオンタ
イプのスイッチを起動できず、特殊な用途以外には使用できない。

そこで、第3の実施の形態に係る直流変換装置は、第1の実施の形態に係る直流
変換装置の構成を有すると共に、スイッチQ1にノーマリオンタイプのスイッチを
使用するために、交流電源オン時に、入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する目
的で挿入されている突入電流制限抵抗の電圧降下による電圧を、ノーマリオンタイ
25 プのスイッチの逆バイアス電圧に使用し、電源オン時の問題をなくす構成を追加し
たことを特徴とする。

図15は第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図15
に示す直流変換装置は、図11に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置の構成
30 を有すると共に、交流電源V_{ac1}から入力される交流電圧を全波整流回路（入力
整流回路）B1で整流して、得られた電圧を別の直流電圧に変換して出力するもの
で、全波整流回路B1の一方の出力端P1と他方の出力端P2との間には、入力平

滑コンデンサC 5と突入電流制限抵抗R 1とからなる直列回路が接続されている。なお、交流電源V a c 1及び全波整流回路B 1は、図11に示す直流電源V d c 1に対応する。

全波整流回路B 1の一方の出力端P 1には、トランスTの1次巻線5 aを介して
5 S I T等のノーマリオンタイプのスイッチQ 1 nが接続され、スイッチQ 1 nは、
制御回路11のPWM制御によりオン／オフする。なお、スイッチQ 1 n以外のス
イッチQ 2は、ノーマリオフタイプのスイッチである。

また、突入電流制限抵抗R 1の両端にはスイッチS 1が接続されている。このス
イッチS 1は、例えばノーマリオフタイプのMOSFET, BJT(バイポーラ接
10 合トランジスタ)等の半導体スイッチであり、制御回路11からの短絡信号により
オン制御される。

突入電流制限抵抗R 1の両端には、コンデンサC 6と抵抗R 2とダイオードD 5
とからなる起動電源部12が接続されている。この起動電源部12は、突入電流制
限抵抗R 1の両端に発生する電圧を取り出し、コンデンサC 6の両端電圧をスイッ
15 チQ 1 nのゲートへの逆バイアス電圧として使用するために、制御回路11の端子
aに出力する。また、入力平滑コンデンサC 5に充電された充電電圧を制御回路1
1に供給する。

制御回路11は、交流電源V a c 1をオンしたときに、コンデンサC 6から供給
された電圧により起動し、制御信号として端子bからスイッチQ 1 nのゲートに逆
20 バイアス電圧を出力し、スイッチQ 1 nをオフさせる。この制御信号は、例えば、
-15 Vと0 Vとのパルス信号からなり、-15 Vの電圧によりスイッチQ 1 nが
オフし、0 Vの電圧によりスイッチQ 1 nがオンする。

制御回路11は、入力平滑コンデンサC 5の充電が完了した後、端子bから制御
信号として0 Vと-15 Vとのパルス信号をスイッチQ 1 nのゲートに出力し、ス
25 イッチQ 1 nをスイッチング動作させる。制御回路11は、スイッチQ 1 nをスイ
ッチング動作させた後、所定時間経過後にスイッチS 1のゲートに短絡信号を出力
し、スイッチS 1をオンさせる。

また、トランスTに設けられた補助巻線5 d(巻数n 4)の一端は、スイッチQ
1 nの一端とコンデンサC 7の一端と制御回路11とに接続され、補助巻線5 dの
30 他端は、ダイオードD 7のカソードに接続され、ダイオードD 7のアノードはコン
デンサC 7の他端及び制御回路11の端子cに接続されている。補助巻線5 dとダ
イオードD 7とコンデンサC 7とは通常動作電源部13を構成し、この通常動作電

源部13は、補助巻線5dで発生した電圧をダイオードD7及びコンデンサC7を介して制御回路11に供給する。

次にこのように構成された第3の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図15乃至図17を参照しながら説明する。

5 なお、図17において、V_{ac1}は、交流電源V_{ac1}の交流電圧を示し、入力電流は、交流電源V_{ac1}に流れる電流を示し、R_{1V}は、突入電流制限抵抗R₁に発生する電圧を示し、C_{5V}は、入力平滑コンデンサC₅の電圧を示し、C_{6V}は、コンデンサC₆の電圧を示し、出力電圧は、コンデンサC₄の電圧を示し、制御信号は、制御回路11の端子bからスイッチQ_{1n}のゲートへ出力される信号を
10 示す。

まず、時刻t₀において、交流電源V_{ac1}を印加（オン）すると、交流電源V_{ac1}の交流電圧は全波整流回路B₁で全波整流される。このとき、ノーマリオンタイプのスイッチQ_{1n}は、オン状態であり、スイッチS₁は、オフ状態である。このため、全波整流回路B₁からの電圧は、入力平滑コンデンサC₅を介して突入
15 電流制限抵抗R₁に全て印加される（図16中の①）。

この突入電流制限抵抗R₁に発生した電圧は、ダイオードD₅、抵抗R₂を介してコンデンサC₆に蓄えられる（図16中の②）。ここで、コンデンサC₆の端子f側が例えば零電位となり、コンデンサC₆の端子g側が例えば負電位となる。このため、コンデンサC₆の電圧は、図17に示すように、負電圧（逆バイアス電圧）
20 となる。このコンデンサC₆の負電圧が端子aを介して制御回路11に供給される。

そして、コンデンサC₆の電圧が、スイッチQ_{1n}のスレッシホールド電圧T_HLになった時点（図17の時刻t₁）で、制御回路11は、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ_{1n}のゲートに出力する（図16中の③）。このため、スイッチQ_{1n}は、オフ状態となる。

25 すると、全波整流回路B₁からの電圧により、入力平滑コンデンサC₅は、充電されて（図16中の④）、入力平滑コンデンサC₅の電圧が上昇していき、入力平滑コンデンサC₅の充電が完了する。

30 次に、時刻t₂において、制御回路11は、スイッチング動作を開始させる。始めに、端子bから0Vの制御信号をスイッチQ_{1n}のゲートに出力する（図16中の⑤）。このため、スイッチQ_{1n}は、オン状態となるため、全波整流回路B₁の一方の出力端P₁からトランスTの1次巻線5aを介してスイッチQ_{1n}に電流が流れて（図16中の⑥）、トランスTの1次巻線5aにエネルギーが蓄えられる。この

とき、2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D1→C4→5bで電流が流れるため、負荷RLに電力が供給される。

また、トランスTの1次巻線5aと電磁結合している補助巻線5dにも電圧が発生し、発生した電圧は、ダイオードD7及びコンデンサC7を介して制御回路11に供給される(図16中の⑦)。このため、制御回路11が動作を継続することができる、スイッチQ1nのスイッチング動作を継続して行うことができる。

次に、時刻t3において、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する。このため、時刻t3にスイッチQ1nがオフする。また、時刻t3に可飽和リアクトルSL1のインダクタンスと共振用コンデンサC1による共振を起こし、スイッチQ1nの電圧は上昇していき、スイッチQ2の電圧は下降していく。

また、時刻t3に制御回路11から短絡信号をスイッチS1に出力すると、スイッチS1がオンして(図16中の⑧)、突入電流制限抵抗R1の両端が短絡される。このため、突入電流制限抵抗R1の損失を減ずることができる。

なお、時刻t3は、交流電源Vac1をオンしたとき(時刻t0)からの経過時間として設定され、例えば入力平滑コンデンサC5と突入電流制限抵抗R1との時定数($\tau = C5 \cdot R1$)の約5倍以上の時間に設定される。以後、スイッチQ1nはオン/オフによるスイッチング動作を繰り返す。スイッチQ1nがスイッチング動作を開始した後には、スイッチQ1n及びスイッチQ2は、図11に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1及びQ2の動作、即ち、図7、図8に示すタイミングチャートに従った動作と同様に動作する。

このように第3の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第1の実施の形態の効果が得られるとともに、制御回路11は、交流電源Vac1がオンされたときに突入電流制限抵抗R1に発生した電圧によりスイッチQ1nをオフさせ、入力平滑コンデンサC5が充電された後、スイッチQ1nをオン/オフさせるスイッチング動作を開始させるので、電源オン時においてノーマリオンタイプのスイッチを適切に起動できないという問題もなくなる。従って、ノーマリオンタイプの半導体スイッチが使用可能となり、損失の少ない、即ち、高効率な直流変換装置を提供することができる。

なお、第3の実施の形態の装置では、第1の実施の形態の装置にノーマリオン回路を追加した例を説明したが、ノーマリオン回路は、例えば、第2の実施の形態の装置に追加しても良い。

第4の実施の形態

次に第4の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1及び第2の実施の形態に係る直流変換装置では、図18に示すタイミングチャートのように、入力電圧5が高い場合(i i)、即ち入力電圧の変動が非常に大きい場合には、スイッチQ1の電流Q1iの傾斜が急峻となり、ピーク電流が増大し、オン幅が非常に短くなる場合がある。この問題を改善するためには、1次側のリアクトルL3(例えば1次2次巻線間のリーケージインダクタ)のインダクタンスを増大させることが好ましい。

ただし、スイッチQ1がオン時にリアクトルL3に蓄えられたエネルギーは、スイッチQ1がオフ時にはスナバコンデンサC3に蓄えられ、スイッチQ1が次にオン時するときに入力に帰還される。このため、リアクトルL3に蓄えられるエネルギーが大きくなり、効率が低下する。従って、入力電圧の変化範囲が広い場合には、入力電圧の高い方におけるスイッチQ1のピーク電流が増大し、入力への帰還も多くなり、効率が大幅に低下する。

15 第4の実施の形態の直流変換装置は、トランスの1次巻線に直列に接続されるリアクトルのインダクタンスの値を大きくし、スイッチQ1がオン時にリアクトルに蓄えられるエネルギーを2次側に還流する第2還流回路を付加するために補助トランスを設けている。

図19は第4の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図19に示す第4の実施の形態に係る直流変換装置は、図5に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置に対して、トランスT及びトランスTの周辺回路が異なるので、主としてその部分についてのみ説明する。

トランスTの1次巻線5aの一端にはリアクトル(第3リアクトル)L4の一端が接続され、リアクトルL4の他端はスイッチQ1の一端に接続されている。トランスTの1次巻線5aの他端(●印の側)には補助トランスTbの1次巻線5a2(巻数がn1)の一端(●印の側)が接続され、補助トランスTbの1次巻線5a2の他端はリアクトルL4の他端に接続されている。したがって、可飽和リアクトルSL1はリアクトルL4を介して一次巻線5aに並列に接続される。また、一次巻線5aとスイッチQ1はリアクトルL4を介して直列回路を構成し直流電源Vdc1に並列に接続される。

また、トランスTの2次巻線5bの他端(●印の側)には補助トランスTbの2次巻線5b2(巻数がn2)の一端(●印の側)が接続され、補助トランスTbの

2次巻線 5 b 2 の他端はダイオード D 4 2 のアノードに接続され、ダイオード D 4 2 のカソードはダイオード D 1 のカソード及びコンデンサ C 4 の一端に接続されている。コンデンサ C 4 の他端はトランス T の 2 次巻線 5 b の一端に接続されている。補助トランス T b は、スイッチ Q 1 がオン時にリアクトル L 4 に蓄えられたエネルギーをスイッチ Q 1 がオフ時に 2 次側に還流させるようになっている。

5 次にこのように構成された第 4 の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図 19、図 20 及び図 21 に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図 20 は第 4 の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図 21 は第 4 の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチ Q 1 のターンオン時 10 の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

なお、図 20 及び図 21 では、スイッチ Q 1 の両端間の電圧 Q 1 v、スイッチ Q 1 に流れる電流 Q 1 i、スイッチ Q 2 の両端間の電圧 Q 2 v、スイッチ Q 2 に流れる電流 Q 2 i、可飽和リアクトル S L 1 に流れる電流 S L 1 i を示す。

15 まず、時刻 t 1 において、スイッチ Q 1 をオンさせると、第 1 の実施の形態と同様に、V d c 1 → 5 a → L 4 → Q 1 → V d c 1 で電流が流れる。また、この時刻に、トランス T の 2 次巻線 5 b にも電圧が発生し、第 1 の実施の形態と同様に、5 b → D 1 → C 4 → 5 b で電流が流れる。このため、図 20 に示すように、時刻 t 1 ~ t 2 において、ダイオード D 1 の電流が直線的に増大する。

20 次に、時刻 t 2 において、スイッチ Q 1 をオフさせると、第 1 の実施の形態と同様にエネルギー留保要素としての可飽和リアクトル S L 1 および電力供給源 I d c 1 に蓄えられていたエネルギーがコンデンサ C 3 に充電される。さらに、リアクトル L 4 に蓄えられたエネルギーは、補助トランス T b を介して 2 次側に還流される。即ち、L 4 → 5 a 2 → 5 a → L 4 で電流が流れると、2 次側では、補助トランス T b の 2 次巻線 5 b 2 に電圧が誘起されるため、5 b 2 → D 4 2 → C 4 → 5 b → 5 b 25 と電流が流れる。このため、図 20 に示すように、時刻 t 2 ~ t 3 において、ダイオード D 4 2 に電流が流れる。

ここで、スイッチ Q 1 がオフ時のトランス T の 1 次巻線 5 a の電圧を V 1 1 とし、補助トランス T b の 1 次巻線 5 a 2 の電圧を V 2 1 とし、リアクトル L 4 の電圧を V 1 2 とすると、式 (1) が成立する。

30
$$V 1 1 + V 1 2 = V 2 1 \quad \dots \quad (1)$$

さらに、トランス T と補助トランス T b との巻数比を a とすれば、式 (1) から次の式 (2) が導出される。

$$aV21 - aV11 = aV12 \dots \dots (2)$$

従って、 $aV12$ の電圧、つまり、リアクトル $L4$ の巻数比倍の電圧がダイオード $D42$ で整流されてコンデンサ $C4$ に供給される。

このように、トランス T の 1 次巻線 $5a$ に直列に接続されるリアクトル $L4$ のインダクタンスの値を大きくし、スイッチ $Q1$ がオン時に蓄えられるエネルギーを補助トランス Tb を介して 2 次側に還流するため、効率がさらに改善される。また、ダイオード $D1$ 及びダイオード $D42$ により、スイッチ $Q1$ のオン、オフ期間に 2 次側電流が流れ連続的となる。このため、平滑コンデンサ $C4$ のリップル電流も減少する。

10 また、トランス T の 1 次巻線 $5a$ に並列に可飽和リアクトル $SL1$ が接続され、電力供給源 $Idc1$ が設けられているので、ゼロ電圧スイッチ動作を行うことができる。このゼロ電圧スイッチ動作は、第 1 の実施の形態に係る直流変換装置におけるゼロ電圧スイッチ動作と同一であるので、ここではその説明は省略する。

第 1 変更実施例

15 図 22 は第 4 の実施の形態の第 1 変更実施例に係る直流変換装置の詳細な回路構成図である。図 22 に示す第 1 変更実施例では、トランス T に 1 次巻線 $5a$ (巻数 $n1$) と 2 次巻線 $5b$ (巻数 $n2$) と 3 次巻線 $5c$ (巻数 $n3$ 、補助トランス Tb の 2 次巻線 $5b2$ に対応) とが巻回されている。1 次巻線 $5a$ と 2 次巻線 $5b$ とは同相に巻回され、1 次巻線 $5a$ と 3 次巻線 $5c$ とは逆相に巻回されている。

20 本実施例では、トランス T の 2 次巻線 $5b$ を 1 次巻線 $5a$ と疎結合させ、1 次巻線 $5a$ 及び 2 次巻線 $5b$ 間のリーケージインダクタにより、トランス T に直列に接続されたリアクトル $L4$ を代用している。即ち、1 次巻線 $5a$ 及び 2 次巻線 $5b$ 間のリーケージインダクタを図 19 のリアクトル $L4$ とすることにより 2 次側へのエネルギー還流を実現している。これにより、図 19 に示した補助トランス Tb を図 22 に示したトランス T に結合することができる。補助トランス Tb をトランス T に結合したトランスの構成例を図 25 において後述する。

25 また、本実施例では、電力供給源 $Idc1$ がリアクトル $L2$ とダイオード $D6$ の直列回路 (第 2 直列回路) で構成したものである。この電力供給源 $Idc1$ の動作及び効果は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の図 11 に係る実施例の動作及び効果と同一であるので、ここではその説明は略する。

第 2 変更実施例

図 23 は第 4 の実施の形態に係る直流変換装置の第 2 変更実施例を示す回路構成

図である。図23に示す第2変更実施例は、図22に示す実施例の構成に対して、電力供給源I dc 1の構成のみが異なる。即ち、本実施例では、電力供給源I dc 1がトランスTの1次巻線5aに直列に接続されたりアクトルL 3で構成したものである。この電力供給源I dc 1の動作及び効果は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例の動作及び効果と同一であるので、ここではその説明は略する。

また、図22に示す電力供給源I dc 1であるリアクトルL 2とダイオードD 6と、図23に示す電力供給源I dc 1であるリアクトルL 3とを組み合わせてもよく、この場合には軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

なお、リアクトルL 3は、トランスTのリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトルSL 1も、図25に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランスTの励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM制御することにより、出力電圧を制御することができるので、放送妨害等に簡単に対応できる。

第5の実施の形態

次に第5の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。図24は第5の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第5の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスTの2次側に2次巻線5bと4次巻線5dとを設け、2出力としたことを特徴とする。なお、トランスTの2次側に3以上の巻線を設け、3出力以上としてもよい。ここでは、2出力についてのみ説明する。

即ち、本実施形態に係る直流変換装置は図23に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランスTのコアに巻回された4次巻線5dと、ダイオードD 5 5、コンデンサC 2、負荷RL 2を設けている。4次巻線5dは2次巻線5bと同相に巻回されている。4次巻線5dの一端はダイオードD 5 5のアノードに接続され、ダイオードD 5 5のカソードと4次巻線5dの他端とはコンデンサC 2に接続されている。ダイオードD 5 5とコンデンサC 2とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC 2はダイオードD 5 5の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RL 2に出力する。

また、1次巻線5aと4次巻線5dとは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができます。2次巻線5bと4次巻線5dとは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができます。

制御回路 10 は、スイッチ Q1 とスイッチ Q2 とを交互にオン／オフ制御し、負荷 RL1 の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチ Q1 に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチ Q2 に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷 RL1 の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチ Q1 のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

このように第 5 の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2 次巻線 5b からの電圧をダイオード D1 とコンデンサ C4 とで整流平滑して直流電力を負荷 RL1 に供給でき、また、4 次巻線 5d からの電圧をダイオード D55 とコンデンサ C2 と 10 で整流平滑して直流電力を負荷 RL2 に供給できる。

また、1 次巻線 5a と 2 次巻線 5b とは疎結合されているので、1 次側のリーケージインダクタンスは大きく、また、2 次巻線 5b と 4 次巻線 5d とは密結合されているので、2 次側のリーケージインダクタンスは小さい。このため、2 次側の出力（2 次巻線側の出力及び 4 次巻線側の出力）は、軽負荷時及び重負荷時に対して 15 変動が小さくなり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2 次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡略化できる。

図 25 は第 4 及び第 5 の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図 25 に示すトランスは、略矩形状の外形を有するコア 30 を備え、コア 30 には磁路 31a、31b、31c を構成するように磁路の長手方向に平行に長形の間隙 32a、32b が形成されている。コア 30 のコア部 30a には、1 次巻線 5a と 3 次巻線 5c とが近接して巻回されている。これにより、1 次及び 3 次巻線間にわずかなリーケージインダクタを持たせ、このリーケージインダクタをリアクトル L3 の代替としている。また、磁路 31b を規定するコア 30 にはパスコア 30c とギャップ 31 が形成され、磁路 31c を規定する外周コアには 2 次巻線 5b が巻回されている。なお、4 次巻線 5d は 2 次巻線 5b に近接して巻回されている。即ち、パスコア 30c により、1 次巻線 5a と 2 次巻線 5b（4 次巻線 5d も同じ）を疎結合させることにより、リーケージインダクタを大きくしている。この大きなリーケージインダクタンスをリアクトル L4 の代替としている。 20 また、外周コア上で且つ 1 次巻線 5a と 2 次巻線 5b との間に、凹部 30b が 2箇所形成されている。この凹部 30b により、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。 25 30

の飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用することができる。

このように、トランスTのコアの形状と巻線の工夫により、トランスTとリアクトルL4のエネルギーを2次側に帰還する補助トランスTbとを一つのコア30に結合し、バスコア30cを設けることにより、大きなりーケージインダクタを得て、

5 トランス部分とリアクトルとを結合したので、直流変換装置を小型化、低価格化することができる。

第6の実施の形態

次に第6の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。図26は第6の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第6の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスの2次側回路に同期整流器を採用したもので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流時の導通割合を増大することにより、低出力電圧時の整流器の損失を低減して高効率化することを特徴とする。

図26に示す本実施形態に係る直流変換装置は、図23に示す第4の実施の形態の第2変更実施例に係る直流変換装置に対して、トランスTの2次側回路の構成が異なるのみでその他の構成は同一構成であるので、同一部分には同一符号を付し、トランスTの2次側回路の構成のみを説明する。なお、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合され、また、2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されている。

トランスTの2次巻線5bの一端(●印の側)は、コンデンサC4の一端に接続され、トランスTの2次巻線5bの他端は、FETからなるスイッチ(第3スイッチ)Q3を介してコンデンサC4の他端に接続されている。トランスTの3次巻線5cの一端(●印の側)は、FETからなるスイッチ(第4スイッチ)Q4を介してコンデンサC4の他端に接続されている。トランスTの3次巻線5cの他端はトランスTの2次巻線5bの他端に接続されている。

25 また、トランスTの3次巻線5cの一端は、スイッチQ3のゲートに接続され、トランスTの3次巻線5cの他端は、スイッチQ4のゲートに接続されている。スイッチQ3にはダイオードD61が並列に接続され、スイッチQ4にはダイオードD62が並列に接続されている。これらの素子により同期整流回路を構成している。コンデンサC4は、平滑回路を構成している。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5b及び3次巻線5cに誘起された電圧(オン/オフ制御されたパルス電圧)を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

次に、このように構成された第6の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図2

7 に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図 27において、 $Q_1 v$ はスイッチ Q_1 の両端（ドレイン—ソース）間電圧、 $Q_1 i$ はスイッチ Q_1 に流れる電流（ドレイン電流）、 $Q_2 v$ はスイッチ Q_2 の両端間電圧、 $Q_2 i$ はスイッチ Q_2 に流れる電流、 $Q_3 i$ はスイッチ Q_3 に流れる電流、 $Q_4 i$ はスイッチ Q_4 に流れる電流、 $SL_1 i$ は可飽和リクトル SL_1 に流れる電流、 VT はトランス T の 2 次巻線 $5b$ の両端電圧を示している。

まず、期間 T_1 （期間 T_8 も同じ、図 20 の時刻 t_0 ～時刻 t_1 、図 20 の時刻 t_2 ～時刻 t_3 に対応）では、スイッチ Q_1 がオフで、スイッチ Q_2 がオンである。このため、スイッチ Q_2 に電流が流れ、スイッチ Q_1 には電流は流れない。このとき、
10 トランス T の 1 次 2 次巻線間のリーケージインダクタに蓄えられたエネルギーにより、3 次巻線 $5c$ にも電圧（3 次巻線 $5c$ の●印の側が-で他端側が+）が発生する。このため、スイッチ Q_4 のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチ Q_3 のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、 $5c \rightarrow 5b \rightarrow C_4 \rightarrow Q_4 \rightarrow 5c$ で電流が流れ、負荷 RL に出力電圧が発生する。

15 次に、期間 T_2 から期間 T_4 （図 20 の時刻 t_1 に対応）では、スイッチ Q_2 がオン状態からオフ状態に変わり、スイッチ Q_1 がオフ状態からオン状態に変わる。このため、可飽和リクトル SL_1 の飽和インダクタンスとリクトル L_3 のインダクタンスとコンデンサ C_1 とにより共振を起こす。この共振によりスイッチ Q_1 の電圧が下降し、スイッチ Q_2 の電圧が上昇する（期間 T_2 ）。そして、スイッチ Q_1 の電圧がゼロ電圧近傍で（期間 T_3 ）スイッチ Q_1 をオンし、スイッチ Q_1 の電流が流れる（期間 T_4 ）。

次に、期間 T_5 （図 20 の時刻 t_1 ～時刻 t_2 に対応）では、スイッチ Q_1 がオンで、スイッチ Q_2 がオフである。このとき、直流電源 V_{dc1} からトランス T の 1 次巻線 $5a$ を介してスイッチ Q_1 に電流が流れ、1 次巻線 $5a$ にエネルギー（1 次巻線 $5a$ の●印の側が+で他端側が-）が蓄積される。このエネルギーにより 2 次巻線 $5b$ 及び 3 次巻線 $5c$ にも電圧（2 次巻線 $5b$ 及び 3 次巻線 $5c$ の●印の側が+で他端側が-）が発生する。このため、スイッチ Q_3 のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチ Q_4 のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、 $5b \rightarrow C_4 \rightarrow Q_3 \rightarrow 5b$ と電流が流れ、負荷 RL に直流電力が供給される。また、
25 30 スイッチ Q_1 をオンさせた時に、可飽和リクトル SL_1 にも電流 $SL_1 i$ が流れ、可飽和リクトル SL_1 のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

次に、期間 T_6 （図 20 の時刻 t_2 に対応）では、スイッチ Q_1 は、オン状態か

らオフ状態に変わる。この期間T 6では、可飽和リアクトルS L 1のインダクタンスとリアクトルL 3のインダクタンスと共振用コンデンサC 1とにより共振を起こし、この共振によりスイッチQ 1の電圧が急激に上昇する。

次に、期間T 7（図20の時刻 t_2 に対応）では、ダイオードD 4は、スイッチ5 Q 1がオフした後にオンしてダイオードD 4に電流が流れ、可飽和リアクトルS L 1のエネルギー及びリアクトルL 3のエネルギーは、ダイオードD 4を介してスナバコンデンサC 3に蓄えられる。そして、ダイオードD 4のオン期間にスイッチQ 2をオンさせることにより、スイッチQ 2はゼロ電圧スイッチとなる。

このように、第6の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第4の実施の形態10の効果が得られるとともに、トランスTの2次側回路に同期整流器を用いているので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流素子のゲートに矩形波を印加されることによりほぼ全期間導通させ、並列に接続されたダイオードに電流が流れず損失なく整流できる。このため、5V, 3, 3Vのような低出力電圧時に効果がある。

15

第7の実施の形態

次に第7の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第7の実施の形態に係る直流変換装置は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の構成を有すると共に、第3の実施形態と同様にスイッチQ 1にノーマリオンタイプのスイッチを使用するため、交流電源オン時に、入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する目的で挿入されている突入電流制限抵抗の電圧降下による電圧を、ノーマリオンタイプのスイッチの逆バイアス電圧に使用し、電源オン時の問題を解決する構成を追加したことを特徴とする。

図28は第7の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図28に示す直流変換装置は、図22に示す第4の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例の構成を有すると共に、図15に示す第3の実施形態と同様に交流電源V a c 1から入力される交流電圧を全波整流回路（入力整流回路）B 1で整流して、得られた電圧を別の直流電圧に変換して出力する。また、全波整流回路B 1の一方の出力端P 1と他方の出力端P 2との間には、入力平滑コンデンサC 5と突入電流制限抵抗R 1とからなる直列回路が接続されている。なお、交流電源V a c 1及び全波整流回路B 1は、図22に示す直流電源V d c 1に対応する。

全波整流回路B 1の一方の出力端P 1には、トランスTの1次巻線5 aを介して

S I T等のノーマリオンタイプのスイッチQ 1 nが接続され、スイッチQ 1 nは、制御回路1 1のPWM制御によりオン／オフする。なお、スイッチQ 1 n以外のスイッチQ 2は、ノーマリオフタイプのスイッチである。

また、突入電流制限抵抗R 1の両端にはスイッチS 1が接続されている。このスイッチS 1は、例えばノーマリオフタイプのMOSFET, BJT(バイポーラ接合トランジスタ)等の半導体スイッチであり、制御回路1 1からの短絡信号によりオン制御される。

突入電流制限抵抗R 1の両端には、コンデンサC 6と抵抗R 2とダイオードD 5とからなる起動電源部1 2が接続されている。この起動電源部1 2は、突入電流制限抵抗R 1の両端に発生する電圧を取り出し、コンデンサC 6の両端電圧をスイッチQ 1 nのゲートへの逆バイアス電圧として使用するために、制御回路1 1の端子aに出力する。また、入力平滑コンデンサC 5に充電された充電電圧を制御回路1 1に供給する。

制御回路1 1は、交流電源V a c 1をオンしたときに、コンデンサC 6から供給された電圧により起動し、制御信号として端子bからスイッチQ 1 nのゲートに逆バイアス電圧を出力し、スイッチQ 1 nをオフさせる。この制御信号は、例えば、-15Vと0Vとのパルス信号からなり、-15Vの電圧によりスイッチQ 1 nがオフし、0Vの電圧によりスイッチQ 1 nがオンする。

制御回路1 1は、入力平滑コンデンサC 5の充電が完了した後、端子bから制御信号として0Vと-15Vとのパルス信号をスイッチQ 1 nのゲートに出力し、スイッチQ 1 nをスイッチング動作させる。制御回路1 1は、スイッチQ 1 nをスイッチング動作させた後、所定時間経過後にスイッチS 1のゲートに短絡信号を出力し、スイッチS 1をオンさせる。

また、トランスTに設けられた補助巻線5 d(巻数n 4)の一端は、スイッチQ 1 nの一端とコンデンサC 7の一端と制御回路1 1とに接続され、補助巻線5 dの他端は、ダイオードD 7のカソードに接続され、ダイオードD 7のアノードはコンデンサC 7の他端及び制御回路1 1の端子cに接続されている。補助巻線5 dとダイオードD 7とコンデンサC 7とは通常動作電源部1 3を構成し、この通常動作電源部1 3は、補助巻線5 dで発生した電圧をダイオードD 7及びコンデンサC 7を介して制御回路1 1に供給する。

次にこのように構成された第7の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図2 8および図2 9を参照しながら説明する。

なお、図29において、V_{ac1}は、交流電源V_{ac1}の交流電圧を示し、入力電流は、交流電源V_{ac1}に流れる電流を示し、R_{1V}は、突入電流制限抵抗R₁に発生する電圧を示し、C_{5V}は、入力平滑コンデンサC₅の電圧を示し、C_{6V}は、コンデンサC₆の電圧を示し、出力電圧は、コンデンサC₄の電圧を示し、制御信号は、制御回路11の端子bからスイッチQ_{1n}のゲートへ出力される信号を示す。

まず、時刻t₀において、交流電源V_{ac1}を印加（オン）すると、交流電源V_{ac1}の交流電圧は全波整流回路B₁で全波整流される。このとき、ノーマリオンタイプのスイッチQ_{1n}は、オン状態であり、スイッチS₁は、オフ状態である。

このため、全波整流回路B₁からの電圧は、入力平滑コンデンサC₅を介して突入電流制限抵抗R₁に全て印加される（図28中の①）。

この突入電流制限抵抗R₁に発生した電圧は、ダイオードD₅、抵抗R₂を介してコンデンサC₆に蓄えられる（図28中の②）。ここで、コンデンサC₆の端子f側が例えば零電位となり、コンデンサC₆の端子g側が例えば負電位となる。このため、コンデンサC₆の電圧は、図29に示すように、負電圧（逆バイアス電圧）となる。このコンデンサC₆の負電圧が端子aを介して制御回路11に供給される。

そして、コンデンサC₆の電圧が、スイッチQ_{1n}のスレッシホールド電圧TH_Lになった時点（図29の時刻t₁）で、制御回路11は、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ_{1n}のゲートに出力する（図28中の③）。このため、スイッチQ_{1n}は、オフ状態となる。

すると、全波整流回路B₁からの電圧により、入力平滑コンデンサC₅は、充電されて（図28中の④）、入力平滑コンデンサC₅の電圧が上昇していき、入力平滑コンデンサC₅の充電が完了する。

次に、時刻t₂において、制御回路11は、スイッチング動作を開始させる。始めに、端子bから0Vの制御信号をスイッチQ_{1n}のゲートに出力する（図28中の⑤）。このため、スイッチQ_{1n}は、オン状態となるため、全波整流回路B₁の一方の出力端P₁からトランスTの1次巻線5aを介してスイッチQ_{1n}に電流が流れ（図28中の⑥）、トランスTの1次巻線5aにエネルギーが蓄えられる。このとき、2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D₁→C₄→5bで電流が流れるため、負荷R_Lに電力が供給される。

また、トランスTの1次巻線5aと電磁結合している補助巻線5dにも電圧が発生し、発生した電圧は、ダイオードD₇及びコンデンサC₇を介して制御回路11

に供給される(図28中の⑦)。このため、制御回路11が動作を継続することができる、スイッチQ1nのスイッチング動作を継続して行うことができる。

次に、時刻t3において、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する。このため、時刻t3にスイッチQ1nがオフして、1次2次巻線

5 間のリーケージインダクタに蓄えられたエネルギーにより、5c→D42→C4→5b→5cで電流が流れ、負荷RLに出力電圧が発生する。また、時刻t3に可飽和リアクトルSL1のインダクタンスと共振用コンデンサC1による共振を起こし、スイッチQ1nの電圧は上昇していき、スイッチQ2の電圧は下降していく。

また、時刻t3に制御回路11から短絡信号をスイッチS1に出力すると、スイ10 ッチS1がオンして(図28中の⑧)、突入電流制限抵抗R1の両端が短絡される。このため、突入電流制限抵抗R1の損失を減ずることができる。

なお、時刻t3は、交流電源Vac1をオンしたとき(時刻t0)からの経過時間として設定され、例えば入力平滑コンデンサC5と突入電流制限抵抗R1との時定数($\tau = C5 \cdot R1$)の約5倍以上の時間に設定される。以後、スイッチQ1n15 はオン/オフによるスイッチング動作を繰り返す。スイッチQ1nがスイッチング動作を開始した後には、スイッチQ1n及びスイッチQ2は、図22に示す第4の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1及びQ2の動作、即ち、図20、図21に示すタイミングチャートに従った動作と同様に動作する。

このように第7の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第4の実施の形態の効果が得られるとともに、第3の実施の形態と同様に、制御回路11は、交流電源20 Vac1がオンされたときに突入電流制限抵抗R1に発生した電圧によりスイッチQ1nをオフさせ、入力平滑コンデンサC5が充電された後、スイッチQ1nをオン/オフさせるスイッチング動作を開始させるので、電源オン時における問題が解消される。従って、ノーマリオンタイプの半導体スイッチが使用可能となり、損失25 の少ない、即ち、高効率な直流変換装置を提供することができる。

第7の実施の形態の装置では、第4の実施の形態の装置にノーマリオン回路を追加した例を説明したが、ノーマリオン回路は、例えば、第5の実施の形態の装置、第6の実施の形態の装置に追加しても良い。

以上説明したように、本実施形態によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、30 共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率な直流変換装置を提供することができる。

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、トランスの2次側回路の平滑コン

デンサのリップル電流も軽減できるため、装置を小型化することができる。また、多出力電源とした場合のクロスレギュレーションがよい。また、トランスの2次側出力電圧が矩形波となるため、同期整流が有利であり、低出力電圧に対して高効率化することができる。

5

第8の実施の形態

図30は第8の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図30に示す第8の実施形態に係る直流変換装置では、図5に示す第1の実施形態の直流変換装置に対して、ダイオードD1とコンデンサC4との間にはリアクトル（第4リアクトル）L1が接続され、ダイオードD1とリアクトルL1の一端との接続点と2次巻線5bの他端にはダイオードD82が接続されていることが異なる。トランスTの一次側は第1の実施形態と同様なので説明は省略する。

トランスTのコアには、1次巻線5aとこの巻線に対して同相の2次巻線5b（巻数n2）とが巻回されており、2次巻線5bの一端はダイオードD1（本発明の第1整流素子に対応）に接続され、ダイオードD1とリアクトルL1の一端との接続点と2次巻線5bの他端とはダイオードD82（本発明の第2整流素子に対応）に接続されており、ダイオードD1とダイオードD82とで整流回路を構成している。リアクトルL1の他端と2次巻線5bの他端とはコンデンサC4（本発明の平滑回路に対応）に接続されている。このコンデンサC4はリアクトルL1の電圧を平滑20して直流出力を負荷RLに出力する。

次にこのように構成された第8の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図31及び図32を参照しながら説明する。図31は第8の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図32はスイッチQ1のタンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。また、直流25変換装置に設けられたトランスのB-H特性および可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートはそれぞれ第1の実施形態の図9および図10と同様である。

なお、図31及び図32では、スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、スイッチQ1に流れる電流Q1i、スイッチQ2の両端間の電圧Q2v、スイッチQ2に流れる電流Q2i、電力供給源Idc1に流れる電流Idc1i、可飽和リアクトルSL30に流れる電流SL1iを示している。

まず、時刻t1（時刻t11～t12に対応）において、スイッチQ1をオンさせると、Vdc1→5a→Q1→Vdc1で電流が流れる。また、この時刻に、ト

ランスTの2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D1→L1→C4→5bで電流が流れる。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトルSL1にも電流SL1iが流れて、可飽和リアクトルSL1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

5 この電流SL1iは、図10に示すように、時刻t1で電流値a(負値)、時刻t1bで電流値b(負値)、時刻t13で電流値c(ゼロ)、時刻t2で電流値d(正值)へと変化していく。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Ba→Bb→Bc→Bdへと変化していく。なお、図9に示すBa～Bgと図10に示すa～gとは対応している。

10 次に、時刻t2において、スイッチQ1をオフさせると、可飽和リアクトルSL1に蓄えられたエネルギーによりコンデンサC1が充電される。このとき、可飽和リアクトルSL1のインダクタンスとコンデンサC1とにより電圧共振が形成されて、スイッチQ1の電圧Q1vが急激に上昇する。また、L1→C4→D82→L1で電流が流れて、コンデンサC4を介して負荷RLに電流を供給する。

15 そして、コンデンサC1の電位がコンデンサC3の電位と同電位となったとき、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出により、ダイオードD4が導通し、ダイオード電流が流れて、コンデンサC3が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流SL1iは、時刻t2から時刻t20において、電流値d(正值)から電流値e(ゼロ)に変化する。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Bd→Beへと変化する。

また、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と同時に、電力供給源Idc1からのエネルギーがコンデンサC3に供給され、コンデンサC3が充電されていく。即ち、コンデンサC3には、電力供給源Idc1からのエネルギーと可飽和リアクトルSL1からのエネルギーとが加え合わせられる。そして、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と電力供給源Idc1からのエネルギーの放出とが終了すると、コンデンサC3の充電は停止する。

30 次に、時刻t20～時刻t3において、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、C3→Q2→SL1→C3に流れて、可飽和リアクトルSL1の磁束をリセットする。可飽和リアクトルSL1に並列に接続されたトランスTも同様に磁束が変化する。

この場合、時刻t20～時刻t3においては、コンデンサC3に蓄えられたエネ

ルギーが可飽和リアクトルSL1に帰還されるので、可飽和リアクトルSL1に流れる電流SL1iは、図10に示すように負値となる。即ち、電流SL1iは、時刻t20～時刻t2aにおいては、電流値e(ゼロ)から電流値f(負値)に変化する。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Be→Bfへと変化していく。なお、時刻t2から時刻t20における面積Sと時刻t20～時刻t2aにおける面積Sとは等しい。この面積SはコンデンサC3に蓄えられた可飽和リアクトルSL1のエネルギーに相当する。

次に、電流SL1iは、時刻t2a～時刻t3においては、電流値f(負値)から電流値g(負値)に変化する。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Bf→Bgへと変化していく。時刻t2a～時刻t3における面積は、コンデンサC3に蓄えられた電力供給源Idc1のエネルギーに相当する。

即ち、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、可飽和リアクトルSL1のエネルギーと電力供給源Idc1のエネルギーとを合わせたものであるため、電流SL1iは、リセット時に電力供給源Idc1から供給されるエネルギー一分だけ多くなるので、磁束は第3象限に移動して、飽和領域(Bf-Bg)に達し、電流SL1iが増大し、時刻t3(時刻t1も同様)で最大となる。電流SL1iは、スイッチQ2のオン期間の終了間際で増大しており、可飽和リアクトルSL1の飽和時の電流である。

また、この時刻t3には、スイッチQ2の電流Q2iも最大となる。この時刻に、スイッチQ2をオフさせることにより、コンデンサC1の放電は急峻になり、短時間でゼロとなる。このとき、スイッチQ1をオンさせることにより、スイッチQ1はゼロ電圧スイッチを達成できる。

図33は第8の実施の形態に係る直流変換装置の詳細な回路構成図である。図33に示す第1実施例では、電力供給源Idc1をリアクトルL2とダイオードD6との直列回路で構成したものである。

本実施形態によれば、スイッチQ1がオンしたときリアクトルL2にエネルギーを蓄え、スイッチQ1がオフしたときにリアクトルL2に蓄えられたエネルギーをコンデンサC3に供給して、コンデンサC3を充電する。なお、図33に示す電力供給源Idc1は、軽負荷時に適している。

30 第1変更実施例

図34は第8の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。図34に示す第1変更実施例では、電力供給源Idc1がトランジストの

1 次巻線 5 a に直列に接続されたリアクトル L 3 で構成したものである。

本実施例によれば、スイッチ Q 1 がオンした時には、電流がリアクトル L 3 を通して流れ、リアクトル L 3 にエネルギーを蓄える。スイッチ Q 1 がオフした時には、このエネルギーは、L 3 → 5 a (SL 1) → D 4 → C 3 → L 3 で放出され、エネルギーの一部は、トランス T の 2 次巻線 5 b を介して負荷 R L に供給されるとともに、コンデンサ C 3 を充電する。なお、図 3 4 に示す電力供給源 I d c 1 は、重負荷時に適している。

第 2 変更実施例

図 3 5 は第 8 の実施の形態に係る直流変換装置の第 2 変更実施例を示す回路構成図である。図 3 5 に示す第 2 変更実施例では、図 3 3 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 2 とダイオード D 6 と、図 3 4 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 3 とを組み合わせたものであるため、軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

なお、リアクトル L 3 は、トランス T のリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトル SL 1 も、飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランス T の励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM 制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

20 第 9 の実施の形態

第 9 の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスの 2 次側回路に同期整流器を採用したもので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流時の導通割合を増大することにより、低出力電圧時の整流器の損失を低減して高効率化することを特徴とする。図 3 6 は第 9 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図 3 6 に示す直流変換装置は、図 3 4 に示す第 8 の実施の形態に係る直流変換装置の第 1 変更実施例に対して、トランス T の 2 次側回路の構成が異なるのみでその他の構成は同一構成であるので、同一部分には同一符号を付し、トランス T の 2 次側回路の構成のみを説明する。

トランス T の 2 次巻線 5 b の両端には FET からなるスイッチ Q 3 と FET からなるスイッチ Q 4 とが直列に接続されている。トランス T の 2 次巻線 5 b の一端(●側)は、スイッチ Q 3 のゲートに接続され、トランス T の 2 次巻線 5 b の他端は、

スイッチQ 4のゲートに接続されている。スイッチQ 3にはダイオードD 1が並列に接続され、スイッチQ 4にはダイオードD 8 2が並列に接続されている。これらの素子により同期整流回路を構成している。

また、スイッチQ 4の両端にはリアクトルL 1とコンデンサC 4とが直列に接続され、平滑回路を構成している。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5 bに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷R Lに出力する。

制御回路1 0は、スイッチQ 1とスイッチQ 2とを交互にオン／オフ制御し、負荷R Lの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ 2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷R Lの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

次に、このように構成された第9の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図3 15 7に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図3 7において、Q 1 vはスイッチQ 1の両端（ドレイン－ソース）間電圧、Q 1 iはスイッチQ 1に流れる電流（ドレイン電流）、Q 2 vはスイッチQ 2の両端間電圧、Q 2 iはスイッチQ 2に流れる電流、Q 3 iはスイッチQ 3に流れる電流、Q 4 iはスイッチQ 4に流れる電流、S L 1 iは可飽和リアクトルS L 1に流れる電流、V Tはトランス20 Tの2次巻線5 bの両端電圧を示している。

まず、期間T 1（図3 1の時刻t 0～時刻t 1、図3 1の時刻t 2～時刻t 3に25 対応）では、スイッチQ 1がオフで、スイッチQ 2がオンである。このため、スイッチQ 2に電流が流れ、スイッチQ 1には電流は流れない。このとき、トランスTの1次巻線5 aには逆起電力（1次巻線5 aの●印の側が-で他端側が+）が発生し、この逆起電力により2次巻線5 bにも電圧（2次巻線5 bの●印の側が-で他端側が+）が発生する。このため、スイッチQ 4のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチQ 3のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、L 1 → C 4 → Q 4 → L 1と電流が流れて、負荷R LにリアクトルL 1のエネルギーが供給される。

30 次に、期間T 2から期間T 4（図3 1の時刻t 1に対応）では、スイッチQ 2がオン状態からオフ状態に変わり、スイッチQ 1がオフ状態からオン状態に変わることため、リアクトルL 3のインダクタンスと可飽和リアクトルS L 1の飽和イン

ダクタンスとコンデンサC 1とにより共振を起こす。この共振によりスイッチQ 1の電圧が下降し、スイッチQ 2の電圧が上昇する（期間T 2）。そして、スイッチQ 1の電圧がゼロポルト近傍で（期間T 3）スイッチQ 1をオンし、スイッチQ 1の電流が流れる（期間T 4）。

5 次に、期間T 5（図3 1の時刻t 1～時刻t 2に対応）では、スイッチQ 1がオンで、スイッチQ 2がオフである。このとき、直流電源V d c 1からトランスTの1次巻線5 aを介してスイッチQ 1に電流が流れ、1次巻線5 aにエネルギー（1次巻線5 aの●印の側が+で他端側が-）が蓄積される。このエネルギーにより2次巻線5 bにも電圧（2次巻線5 bの●印の側が+で他端側が-）が発生する。このため、スイッチQ 3のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチQ 4のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、5 b→L 1→C 4→Q 3→5 bと電流が流れ、負荷R Lに直流電力が供給される。また、スイッチQ 1をオンさせた時に、可飽和リアクトルS L 1にも電流S L 1 iが流れ、可飽和リアクトルS L 1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

15 次に、期間T 6（図3 1の時刻t 2に対応）では、スイッチQ 1は、オン状態からオフ状態に変わる。この期間T 6では、リアクトルL 3のインダクタンスと可飽和リアクトルS L 1のインダクタンスと共振用コンデンサC 1とにより共振を起こし、この共振によりスイッチQ 1の電圧が急激に上昇する。

次に、期間T 7（図3 1の時刻t 2に対応）では、ダイオードD 4は、スイッチQ 1がオフした後にオンしてダイオードD 4に電流が流れ、可飽和リアクトルS L 1のエネルギー及びリアクトルL 3のエネルギーは、ダイオードD 4を介してスナバコンデンサC 3に蓄えられる。そして、ダイオードD 4のオン期間にスイッチQ 2をオンさせることにより、スイッチQ 2はゼロ電圧スイッチとなる。

25 このように、第9の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第8の実施の形態の効果が得られるとともに、トランスTの2次側回路に同期整流器を用いているので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流素子のゲートに矩形波を印加させることによりほぼ全期間導通させ、並列に接続されたダイオードに電流が流れず損失なく整流できる。このため、5 V, 3. 3 Vのような低出力電圧時に効果がある。

請求の範囲

1. 直流電源に並列に接続され、トランスの1次巻線と第1スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、
 - 5 前記トランスの1次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、前記第1直列回路に接続され、前記可飽和リアクトルに蓄積されたエネルギーを還流させる第1還流回路であって、第2スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続された第1還流回路と、前記トランスの2次巻線に並列に接続され、整流素子と平滑素子とが直列に接続された整流平滑回路と、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを有することを特徴とする直流変換装置。
2. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせること
 - 15 20 を特徴とする請求項1記載の直流変換装置。
3. 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項2記載の直流変換装置。
 - 25 4. 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第1スイッチ及び前記第2スイッチの接続点とに接続され、第1リアクトルとダイオードとが直列に接続された第2直列回路からなることを特徴とする請求項2記載の直流変換装置。
 5. 前記電力供給源は、前記直流電源と前記トランスの1次巻線との間に直列に接続された第2リアクトルからなることを特徴とする請求項2記載の直流変換装置。
 - 30 6. 前記第2リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを

特徴とする請求項 5 記載の直流変換装置。

7. 前記トランスの 2 次巻線は、前記トランスのコアに巻回され且つ互いに分離した複数の 2 次側巻線からなり、各々の前記 2 次側巻線に対応して前記整流素子及び

5 前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする請求項 4 または請求項 5 記載の直流変換装置。

8. 前記トランスの 1 次巻線と各々の前記 2 次側巻線とは疎結合し、各々の前記 2 次側巻線間は密結合としたことを特徴とする請求項 7 記載の直流変換装置。

10

9. 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項 2 記載の直流変換装置。

10. 前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する入力整流回路とからなり、

15 前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、

前記第 1 スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの 1 次巻

20 線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチからなり、

前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生した電圧により前記第 1 スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第 1 スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする請求項 2 記載の直流変換装置。

25

11. 前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする請求項 10 記載の直流変換装置。

30 12. 前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチをさらに有し、前記制御回路は、前記第 1 スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせることを特徴とする請求項 10 記載の直流変換装置

13. 前記第1直列回路は前記第1スイッチが第3リクトルを介して前記1次巻線に接続され、

前記トランスに接続され、前記第3リクトルに蓄積されたエネルギーを前記ト
5 ランスの2次側に還流させる第2還流回路を有すること
を特徴とする請求項1記載の直流変換装置。

14. 前記第2還流回路は、前記トランスに直列に接続され、前記第1スイッチが
オン時に前記第3リクトルに蓄積されたエネルギーを前記第1スイッチがオフ時
10 に2次側に還流させる補助トランスを有すること
を特徴とする請求項13記載の直流変換装置。

15. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記
電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、
15 前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接
続され、
前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフ
させること
を特徴とする請求項14記載の直流変換装置。

20 16. 前記第3リクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記
トランスの1次巻線及び2次巻線間のリーケージインダクタからなり、前記トラン
スのコアには前記トランスの1次巻線と前記補助トランスの2次巻線とが密結合さ
せて巻回されてなることを特徴とする請求項14記載の直流変換装置。

25 17. 前記可飽和リクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特
徴とする請求項13記載の直流変換装置。

18. 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第1スイッチ及び前記第2ス
30 イッチの接続点とに接続され、第1リクトルとダイオードとが直列に接続された
第2直列回路からなることを特徴とする請求項15記載の直流変換装置。

19. 前記電力供給源は、前記トランスの1次巻線に直列に接続された第2リクトルからなることを特徴とする請求項15記載の直流変換装置。

20. 前記第2リクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなること
5 を特徴とする請求項19記載の直流変換装置。

21. 前記トランスのコアに前記トランスの1次巻線と疎結合させて巻回された1
以上3次巻線を設け、各々の前記3次巻線に対応して前記整流素子及び前記平滑
素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする請求項13記載の直流変
10 換装置。

22. 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴
とする請求項13記載の直流変換装置。

15 23. 前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線の一端と前記補助トランスの
2次巻線の一端との接続点と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記
補助トランスの2次巻線の他端に接続された第3スイッチと、

前記補助トランスの2次巻線の他端と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御
端子が前記補助トランスの2次巻線の一端に接続された第4スイッチと

20 をさらに有することを特徴とする請求項14記載の直流変換装置。

24. 前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流す
る入力整流回路とからなり、

前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を
25 軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、

前記第1スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの1次巻
線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチとからなり、

前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生
30 した電圧により前記第1スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電され
た後、前記第1スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させること
を特徴とする請求項13記載の直流変換装置。

25. 前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする請求項24記載の直流変換装置。

5

26. 前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチをさらに有し、前記制御回路は、前記第1スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせることを特徴とする請求項24記載の直流変換装置

10

27. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、

前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、

15

前記整流平滑回路は、前記整流素子を介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整流素子と、前記整流素子と前記平滑素子との間に接続された第4リアクトルをさらに有し、

前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせること

20

を特徴とする請求項1記載の直流変換装置。

28. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、

25

前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、

前記整流平滑回路は、

前記平滑素子と前記トランスの2次巻線との間に接続される第4リアクトルと、

30

前記整流素子に並列に接続されかつ制御端子が前記2次巻線の他端に接続され

た第3スイッチ及び該第3スイッチと前記2次巻線との直列回路に並列に接続され且つ制御端子が前記2次巻線の一端に接続された第4スイッチと、

前記第3スイッチを介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整

流素子とを有し、

前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせること、

を特徴とする請求項1記載の直流変換装置。

5

29. 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項27または請求項28記載の直流変換装置。

30. 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第1スイッチ及び前記第2スイッチの接続点とに接続され、第1リアクトルとダイオードとが直列に接続された第2直列回路からなることを特徴とする請求項27または請求項28記載の直流変換装置。

31. 前記電力供給源は、前記トランスの1次巻線に直列に接続された第2リアクトルからなることを特徴とする請求項27または請求項28記載の直流変換装置。

32. 前記第2リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする請求項33記載の直流変換装置。

33. 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項27または請求項28記載の直流変換装置。

34. 前記制御回路は、前記第1スイッチをターンオンするときに、前記第1スイッチの電圧が該第1スイッチと並列に接続された共振用コンデンサと前記可飽和リアクトルの飽和インダクタンスとの共振によりゼロ電圧となった時から所定期間中に前記第1スイッチをオンさせることを特徴とする請求項1記載の直流変換装置。

1/33

FIG.1
PRIOR ART

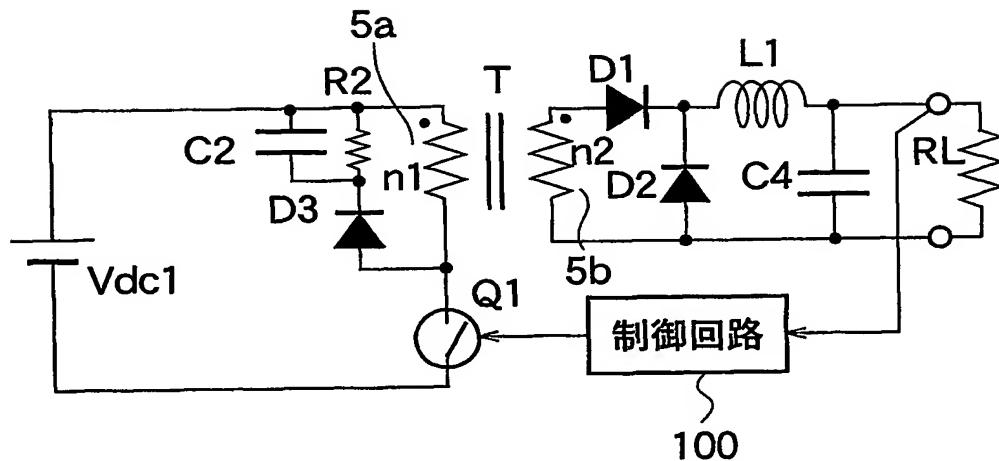
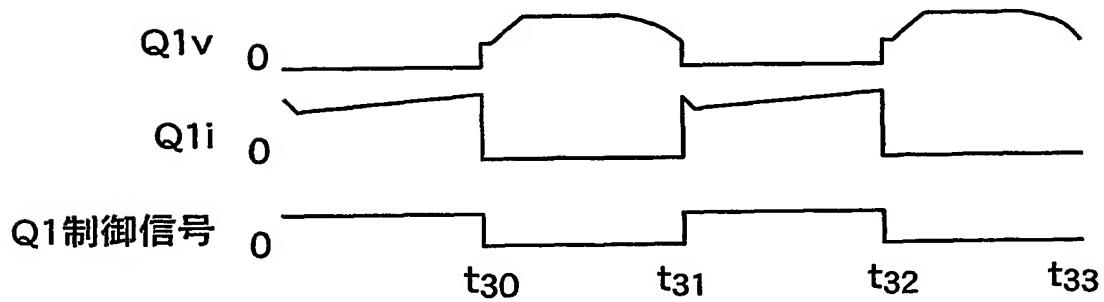


FIG.2



2/33

FIG.3

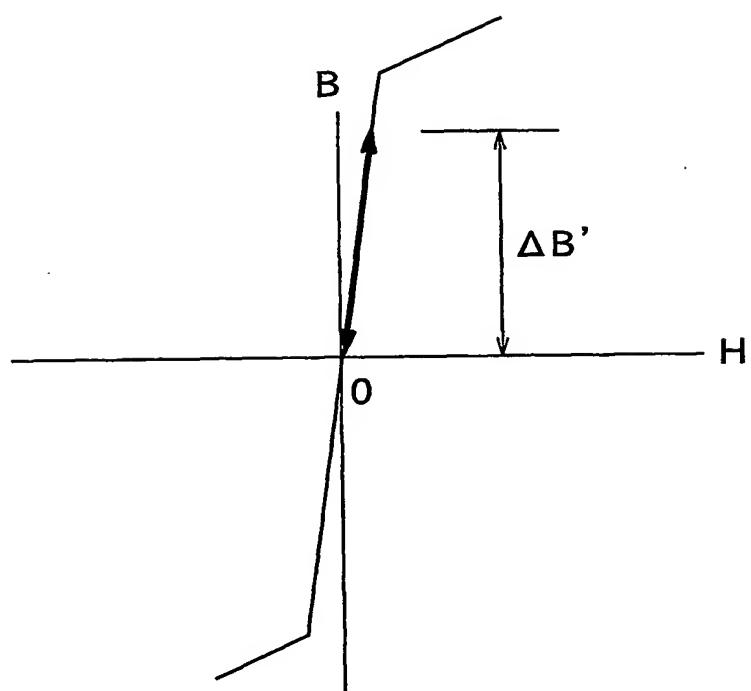
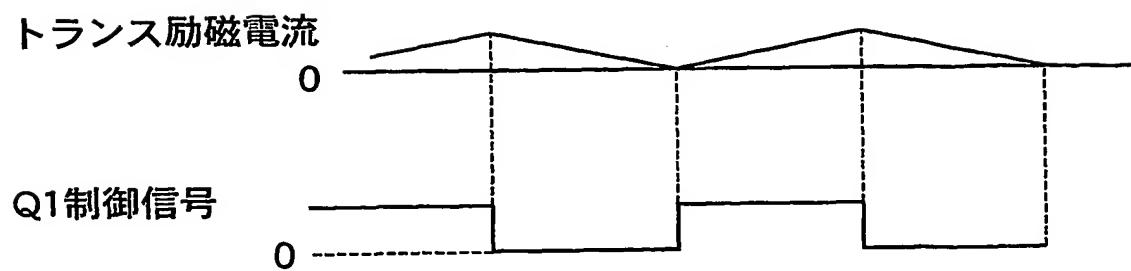
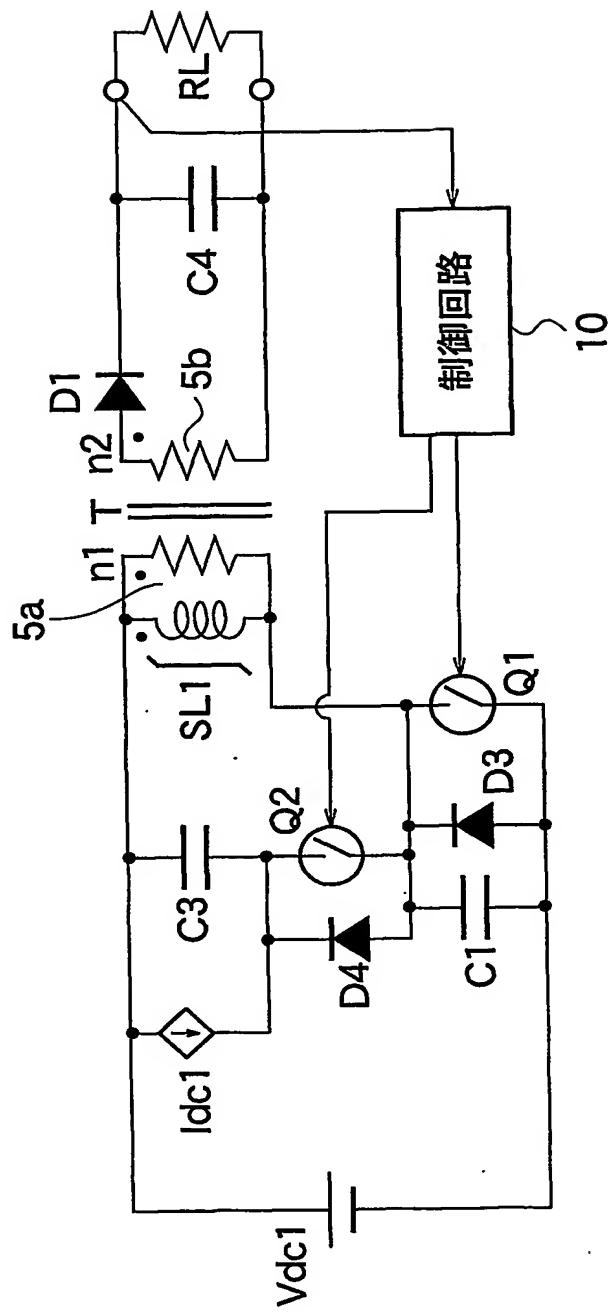


FIG.4



3/33

FIG.5



4/33

FIG.6

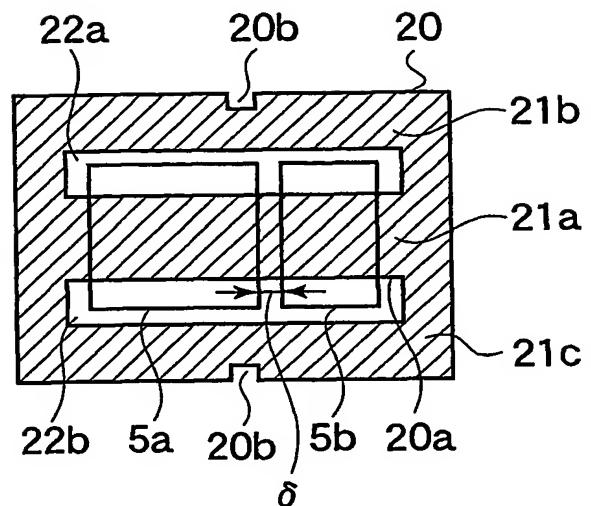
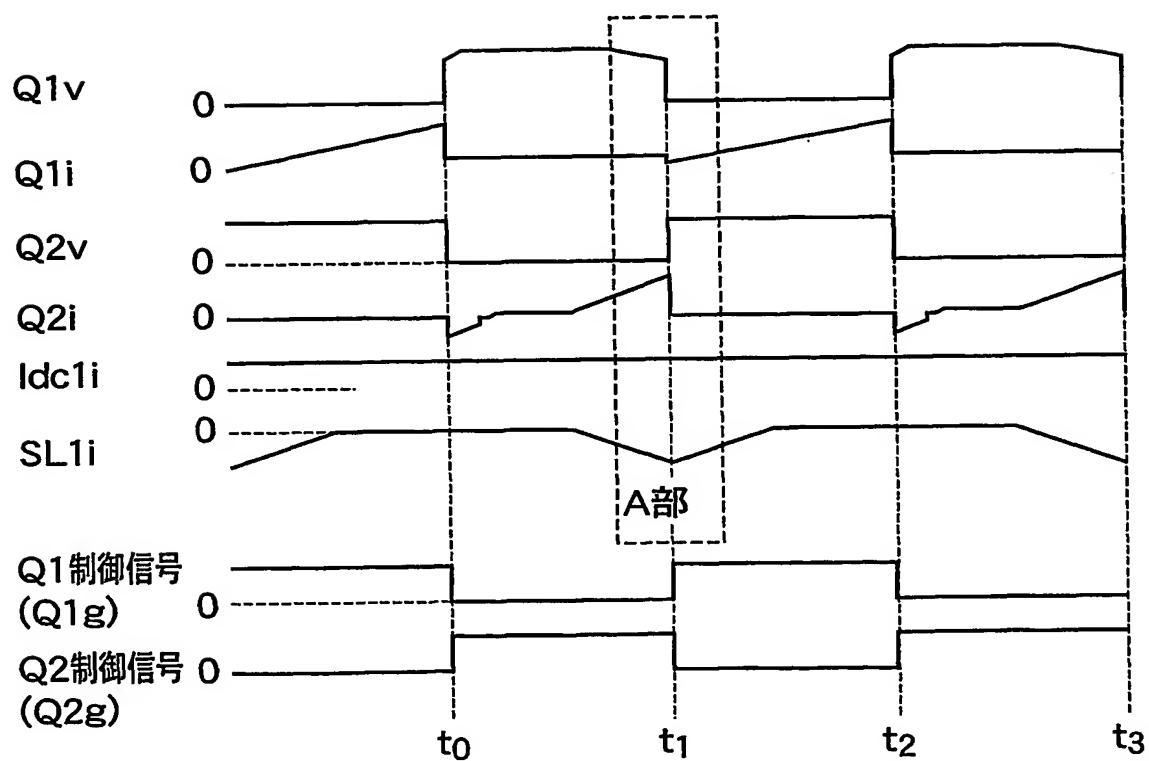
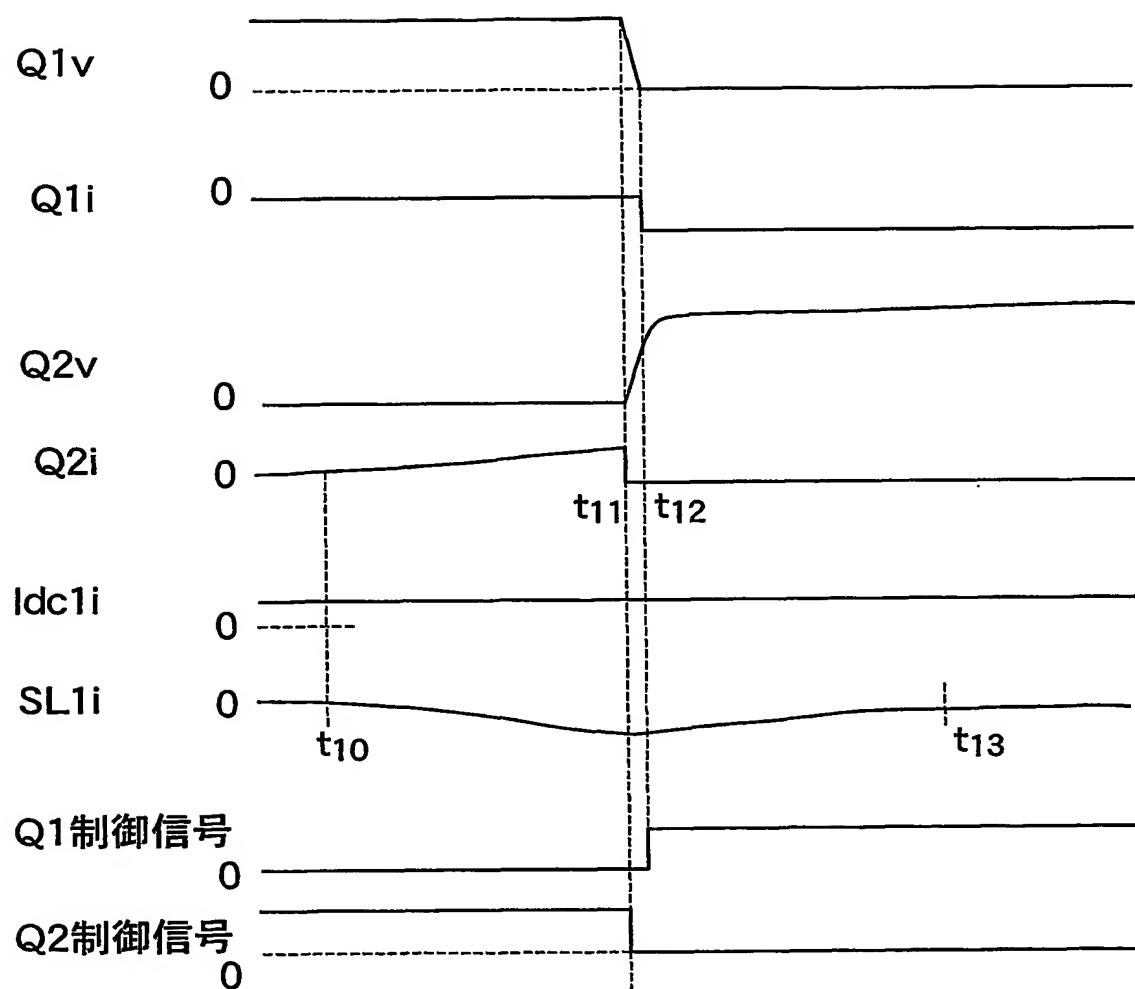


FIG.7



5/33

FIG.8



6/33

FIG.9

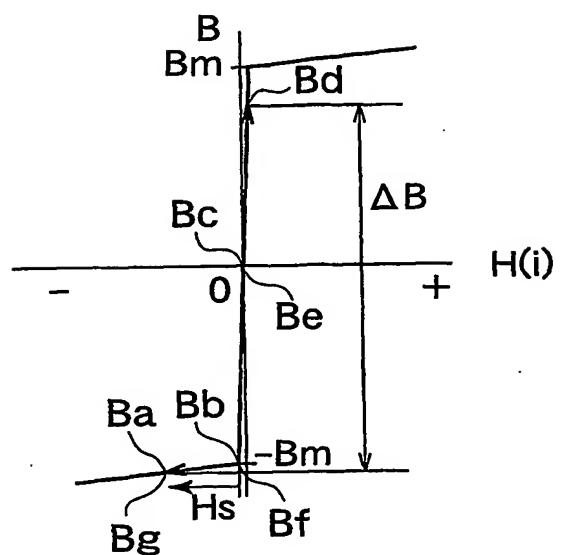
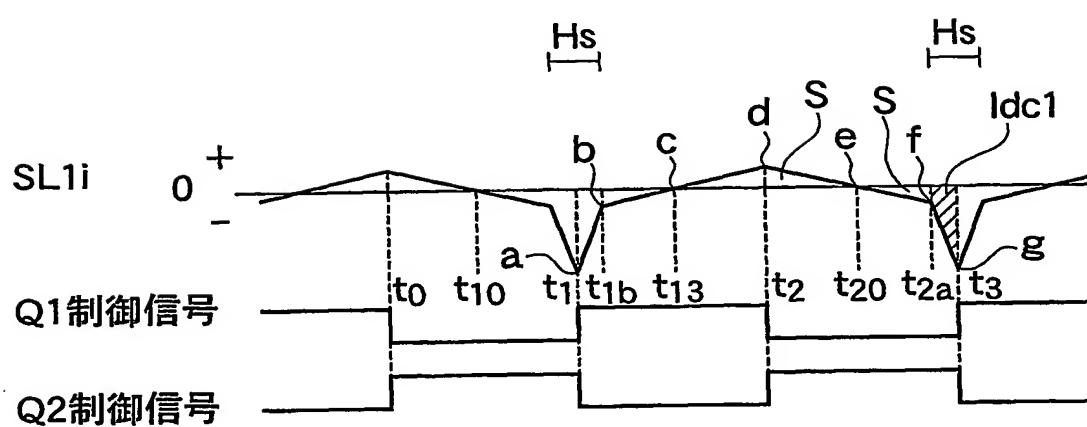
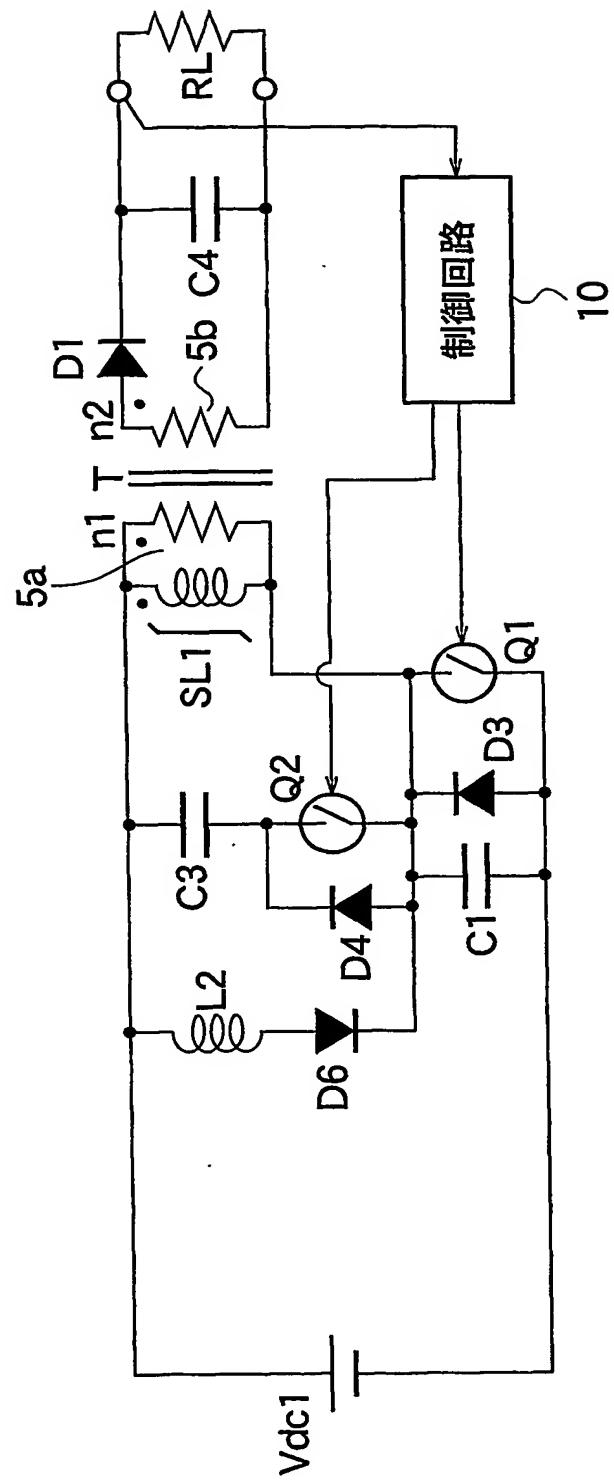


FIG.10



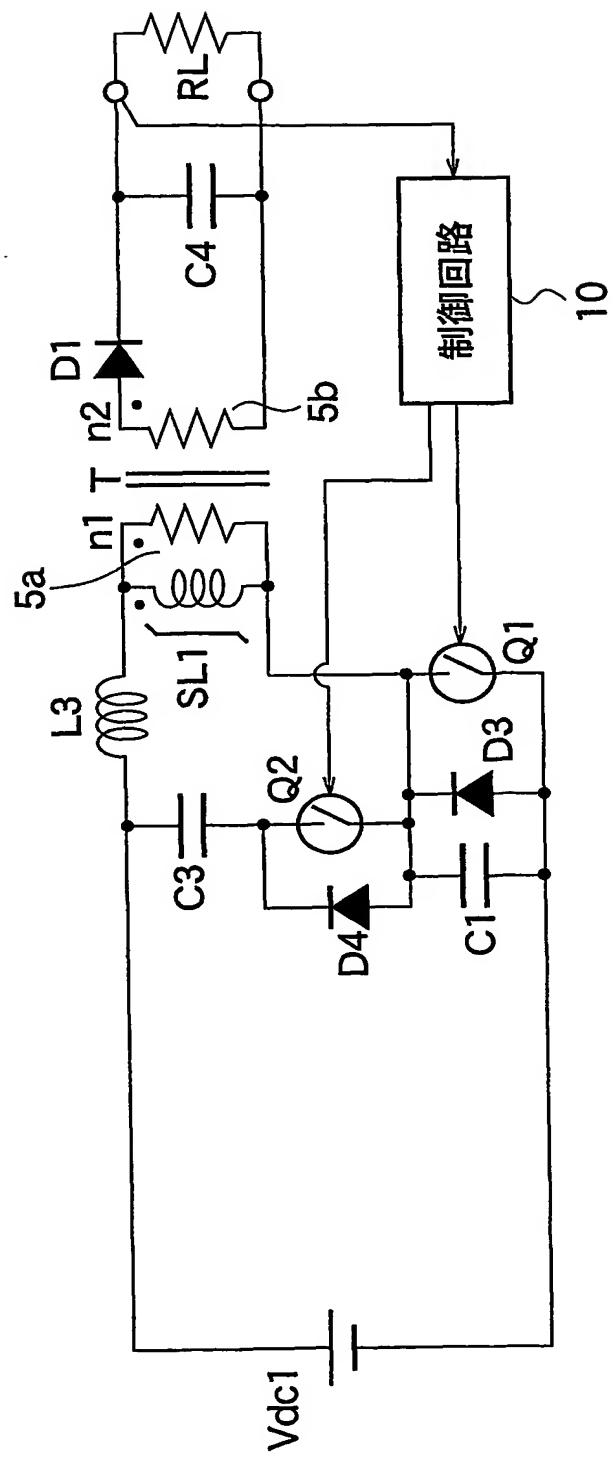
7/33

FIG.11



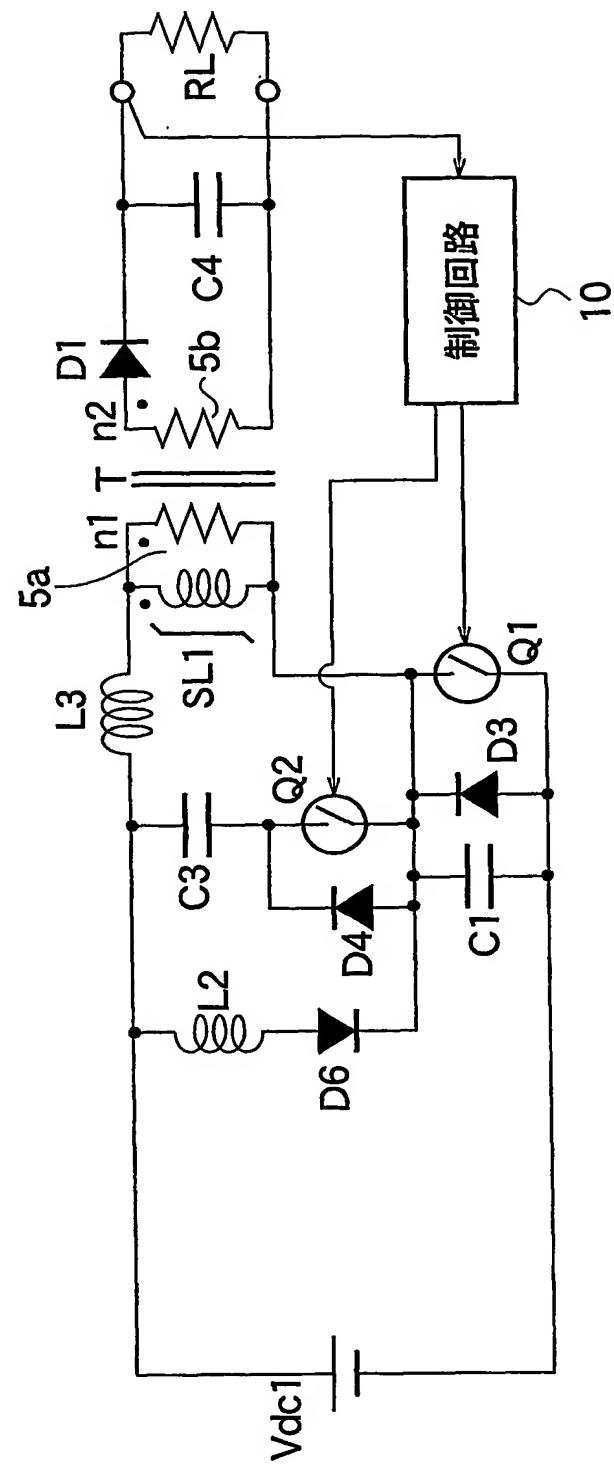
8/33

FIG.12



9/33

FIG.13



10/33

FIG.14

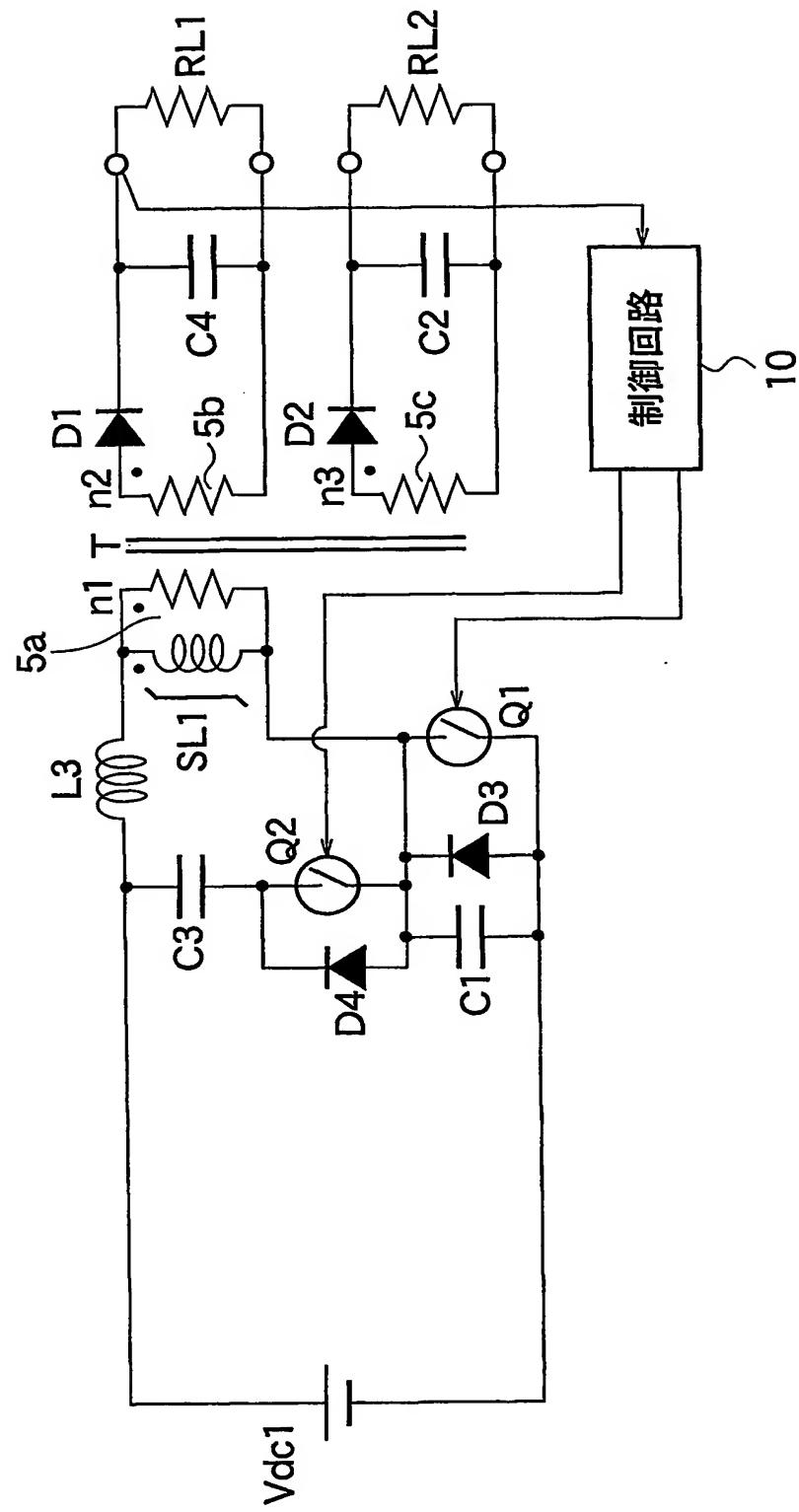
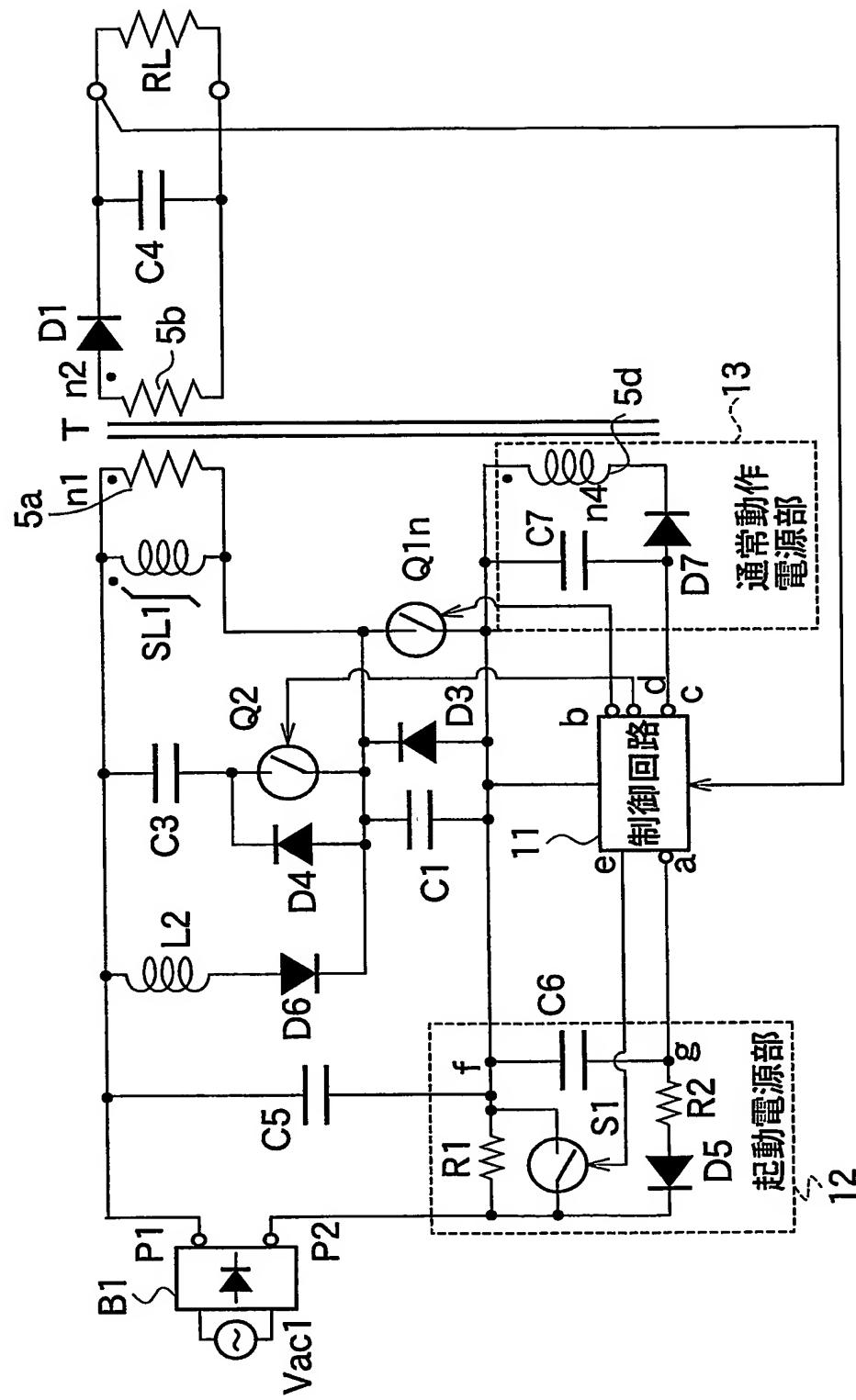
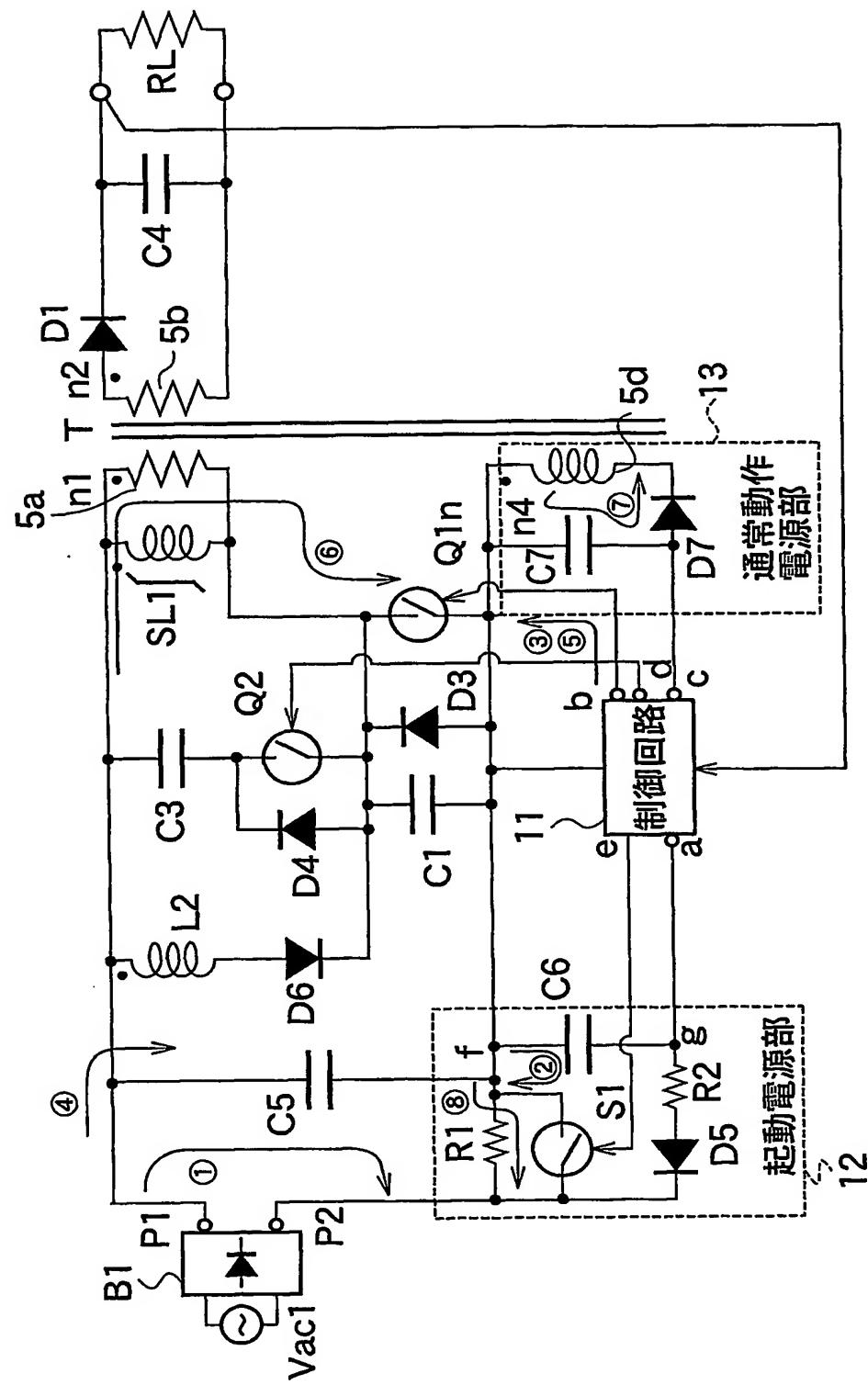


FIG. 15



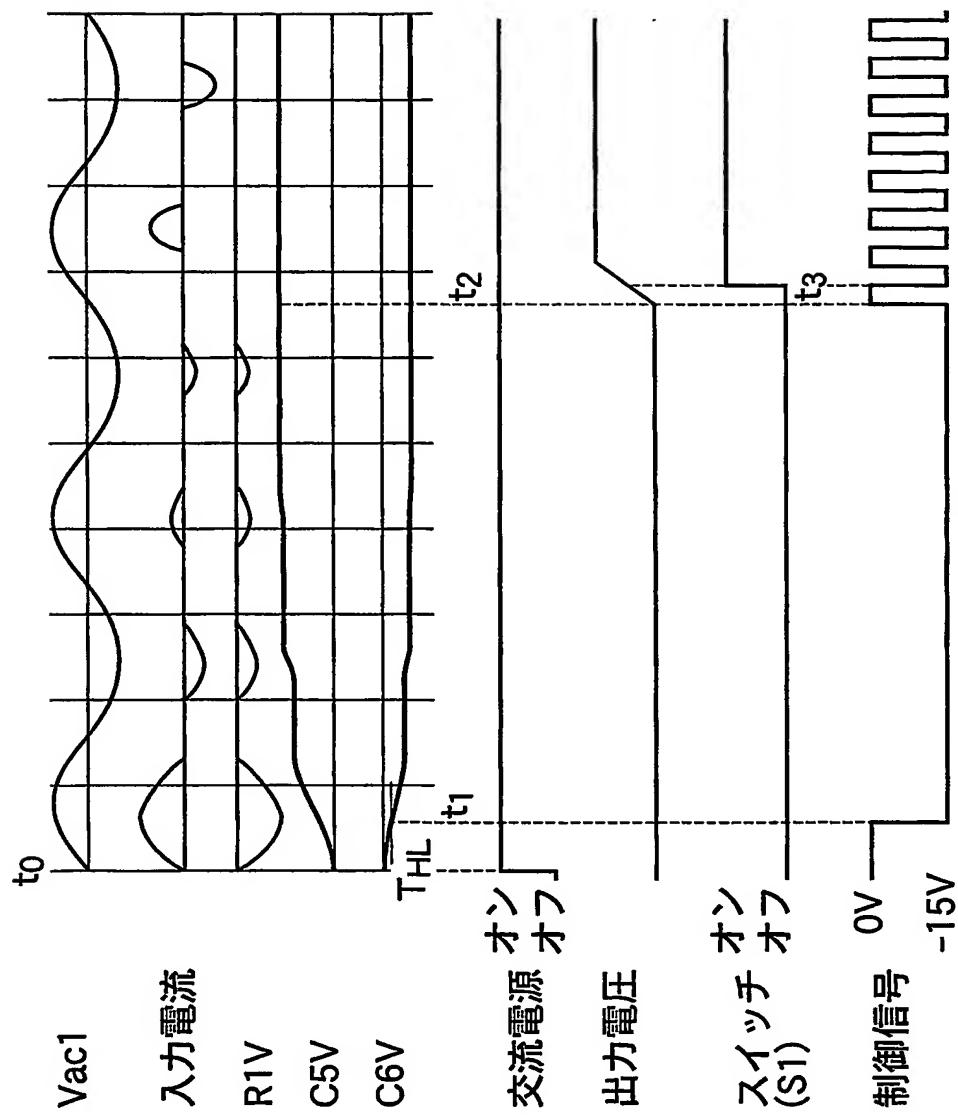
12/33

FIG.16



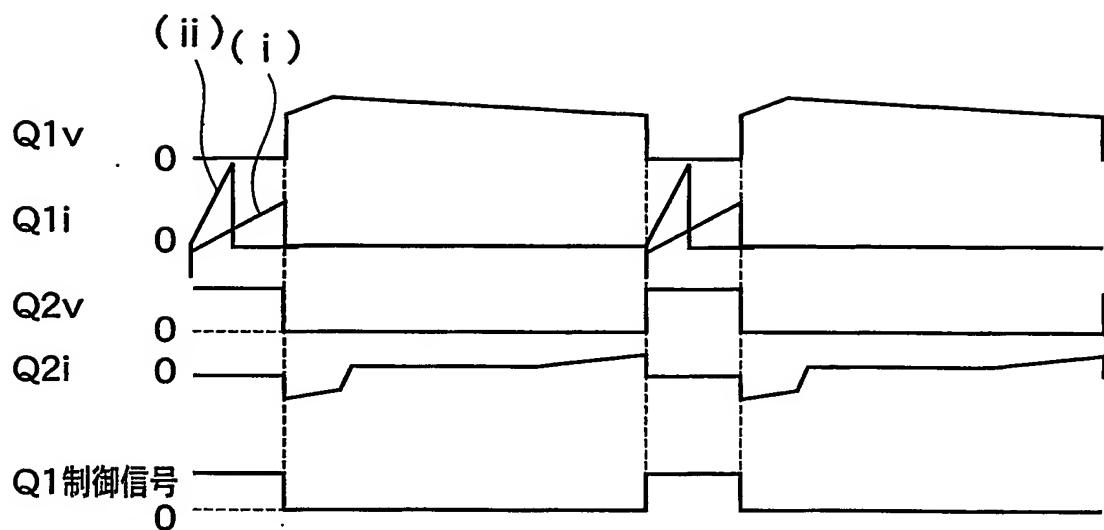
13/33

FIG.17



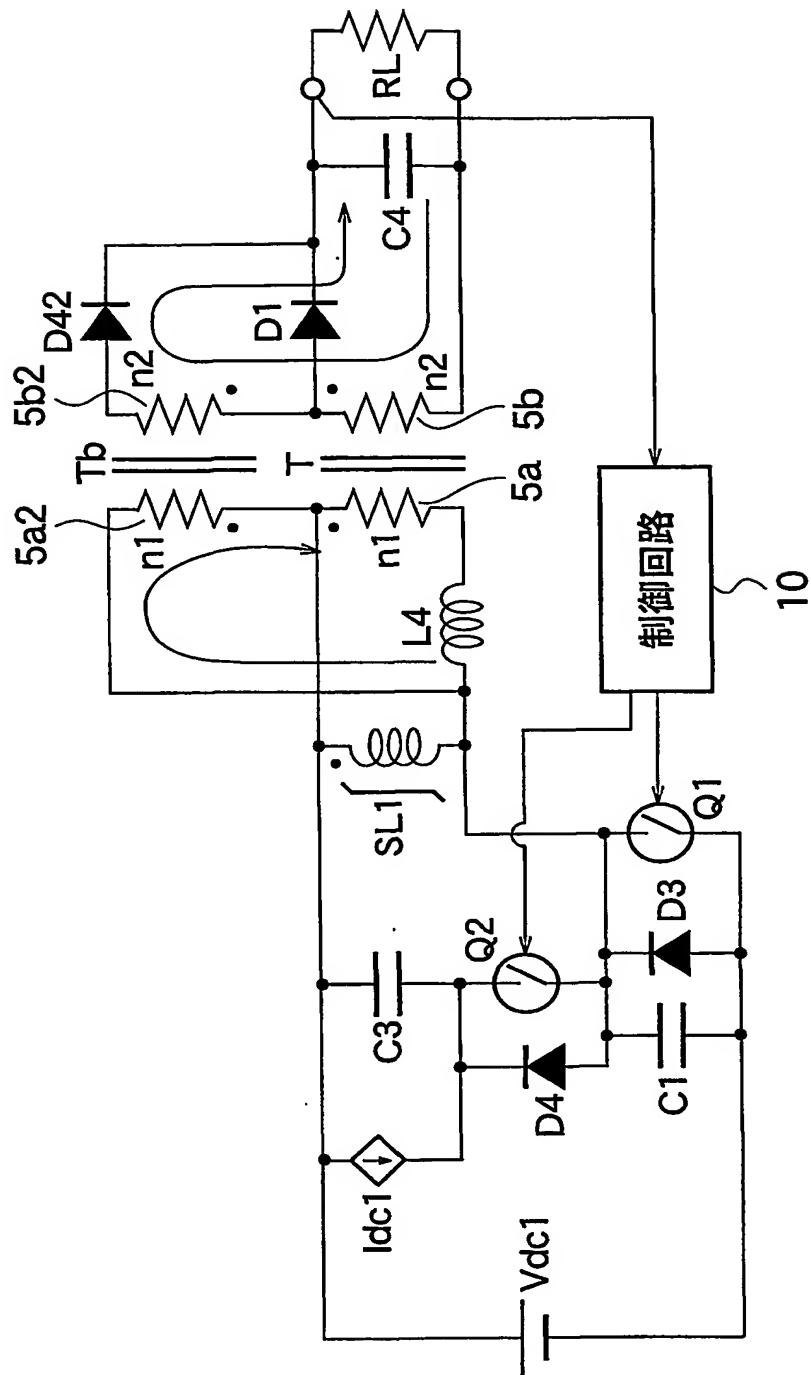
14/33

FIG.18



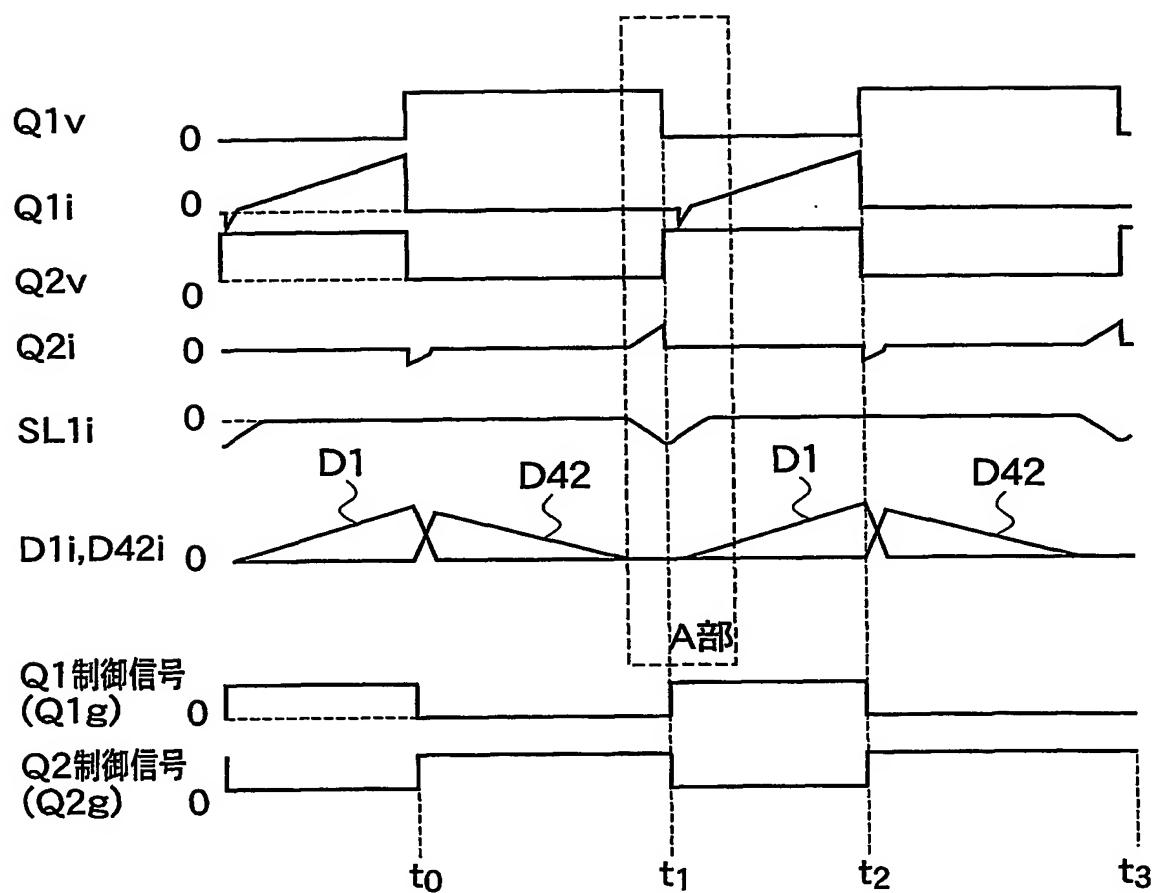
15/33

FIG.19



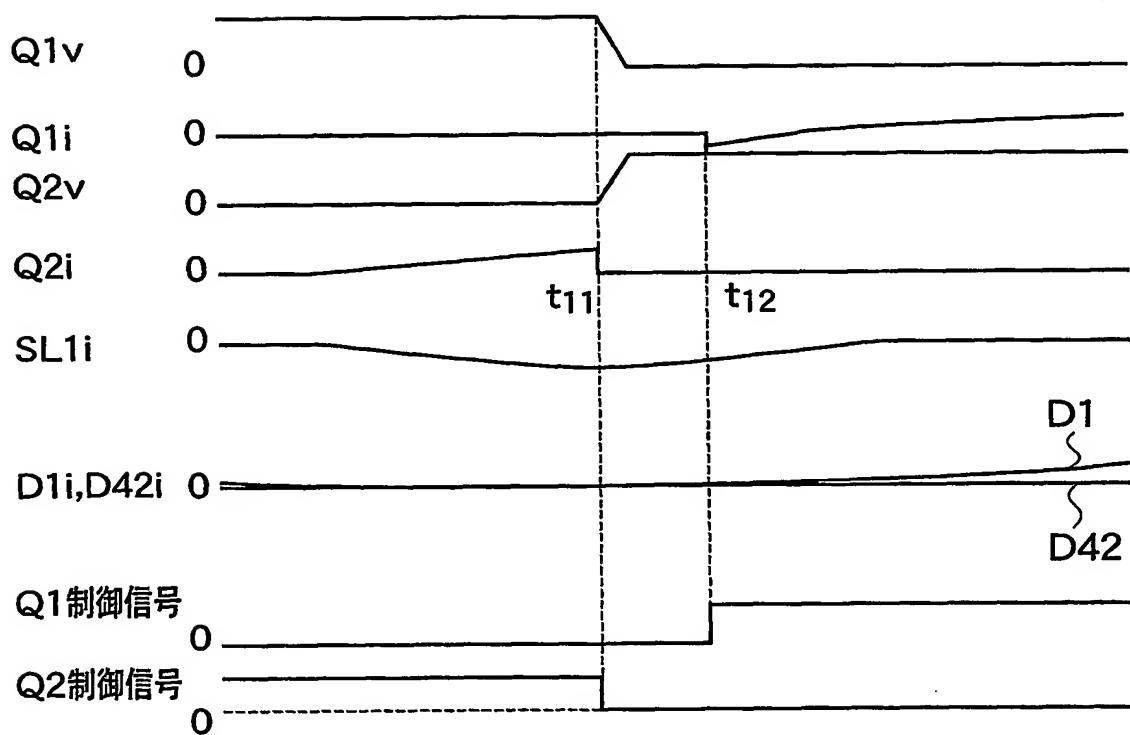
16/33

FIG.20



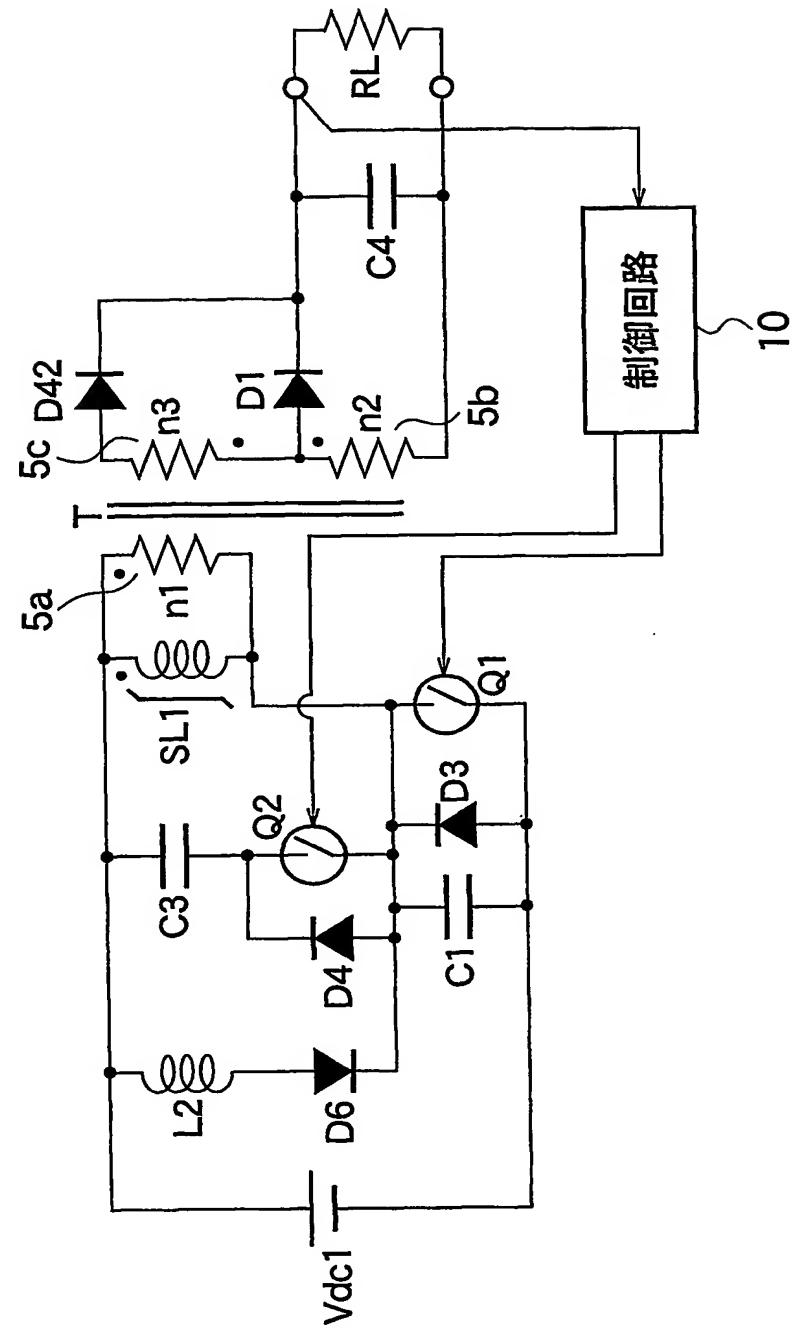
17/33

FIG.21



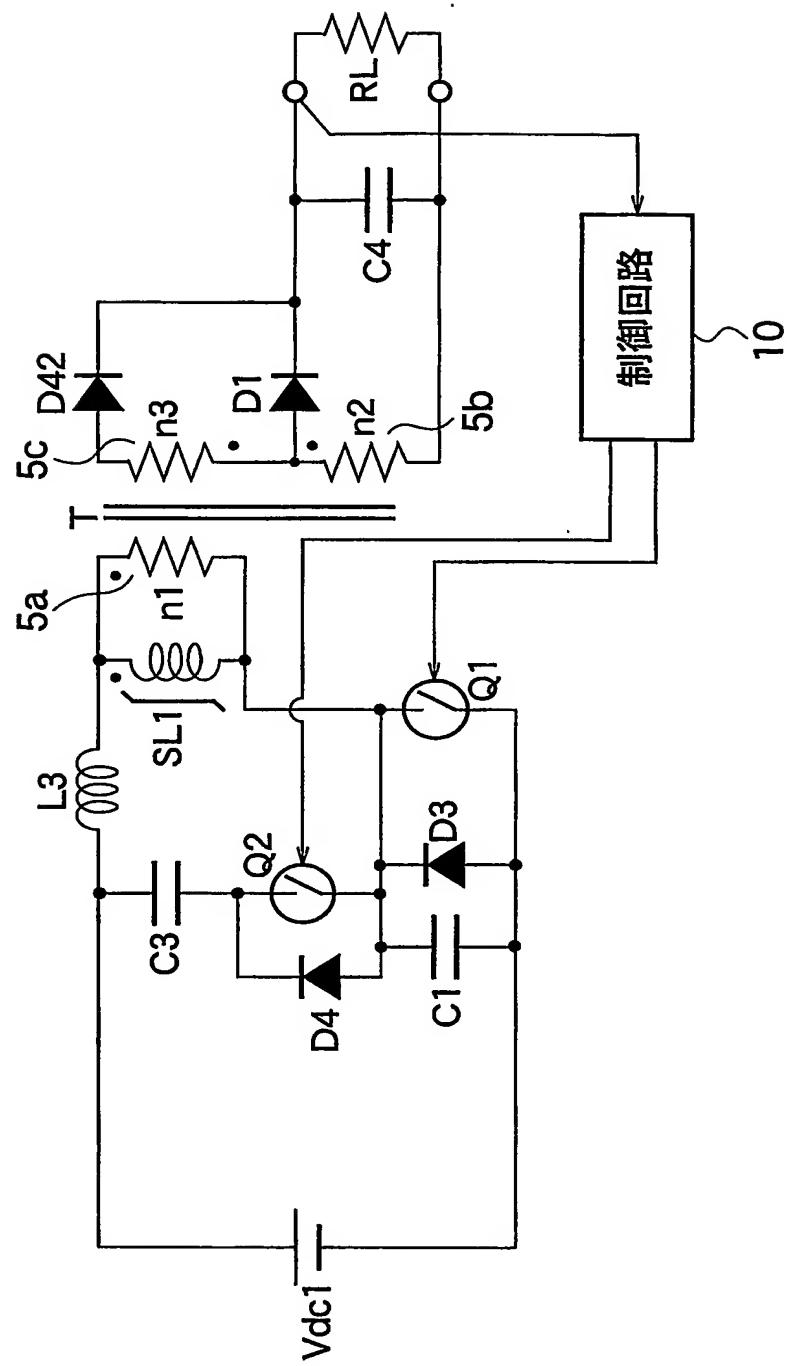
18/33

FIG.22



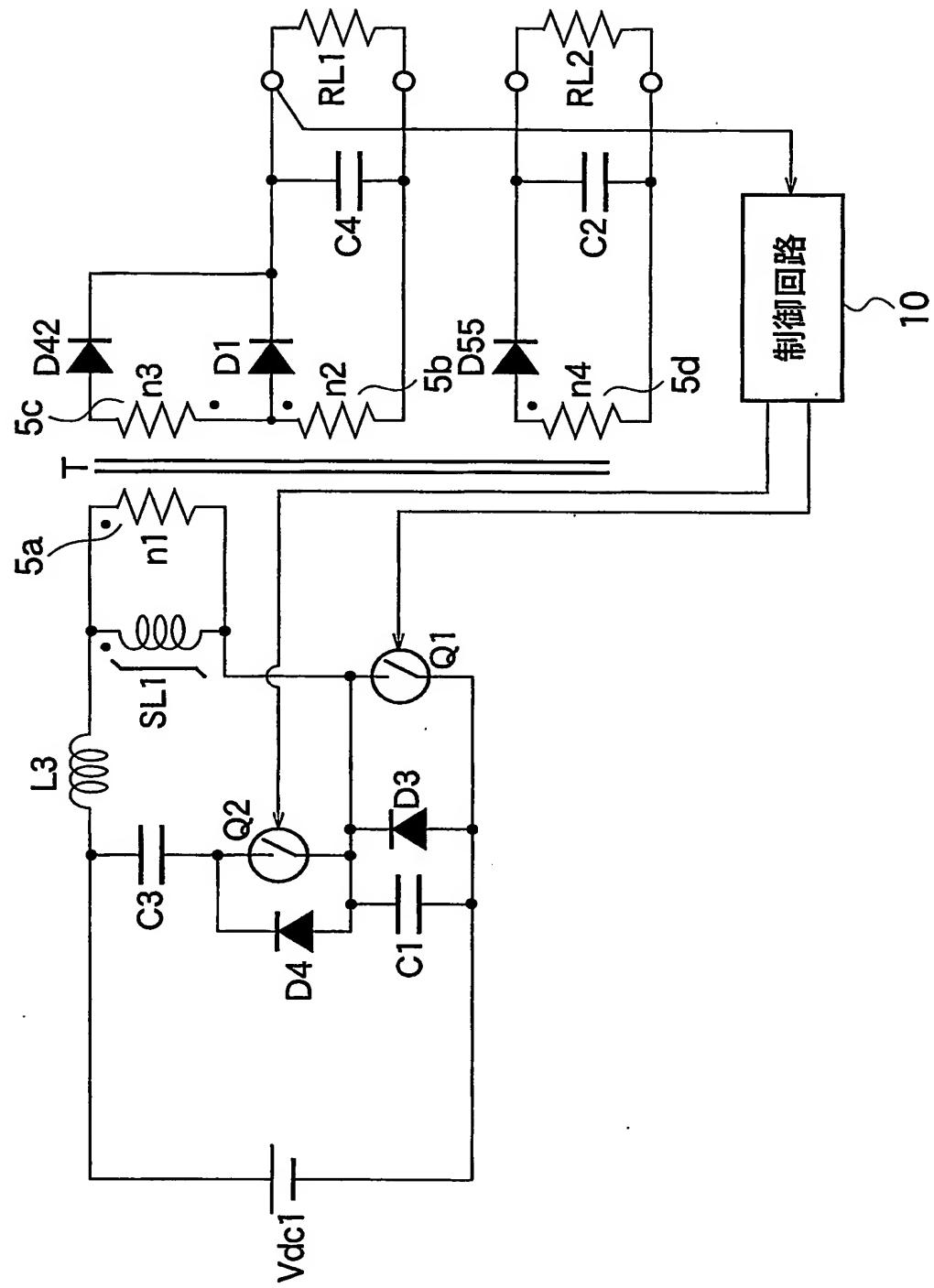
19/33

FIG.23



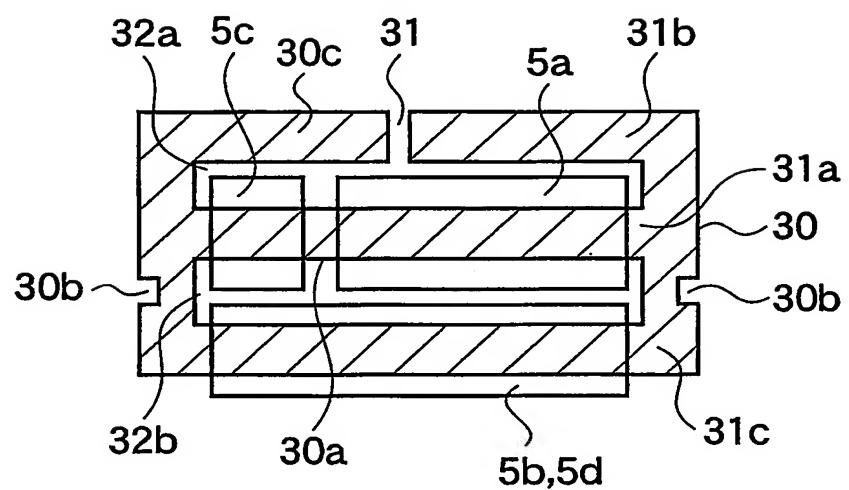
20/33

FIG.24



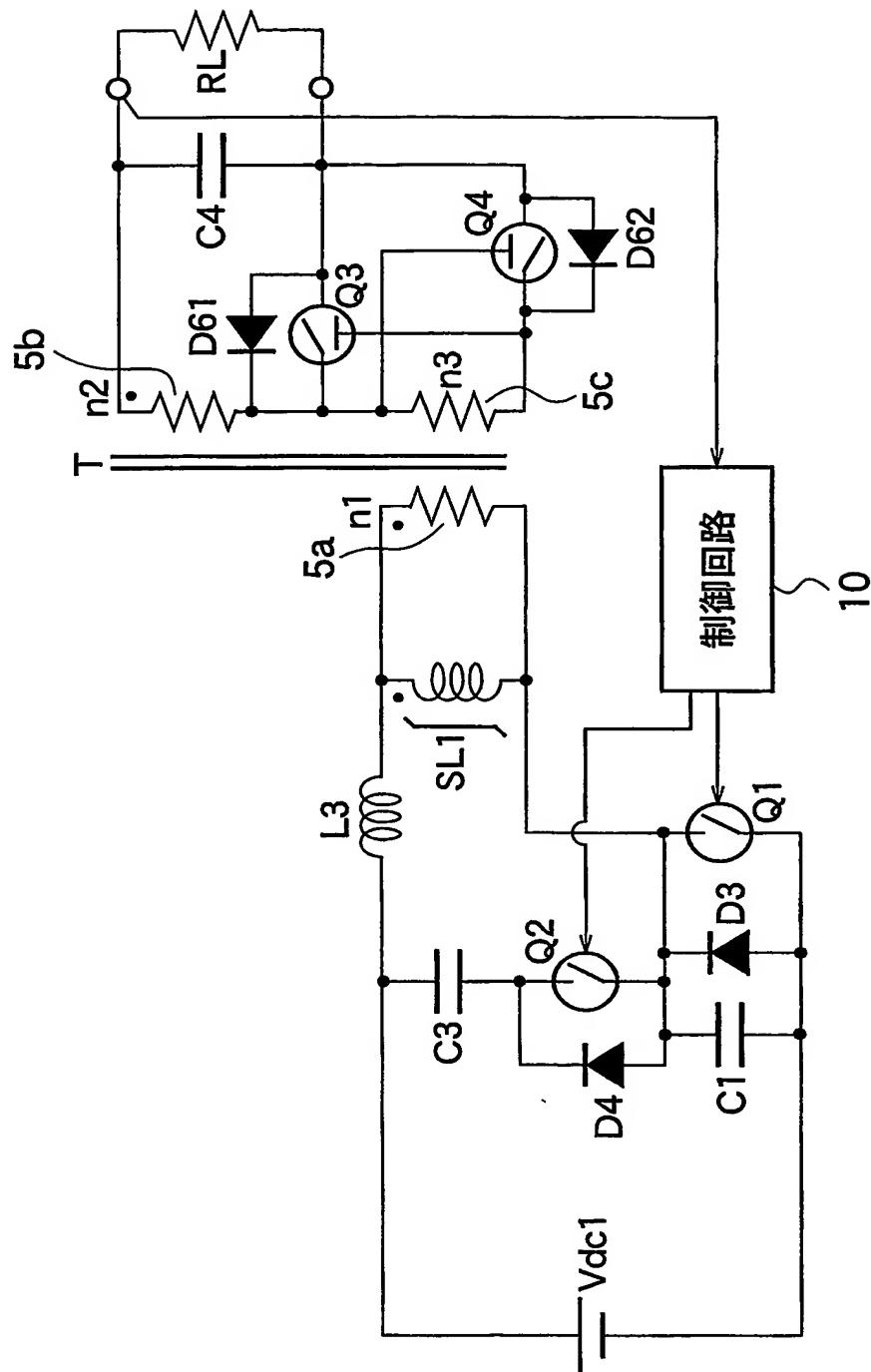
21/33

FIG.25



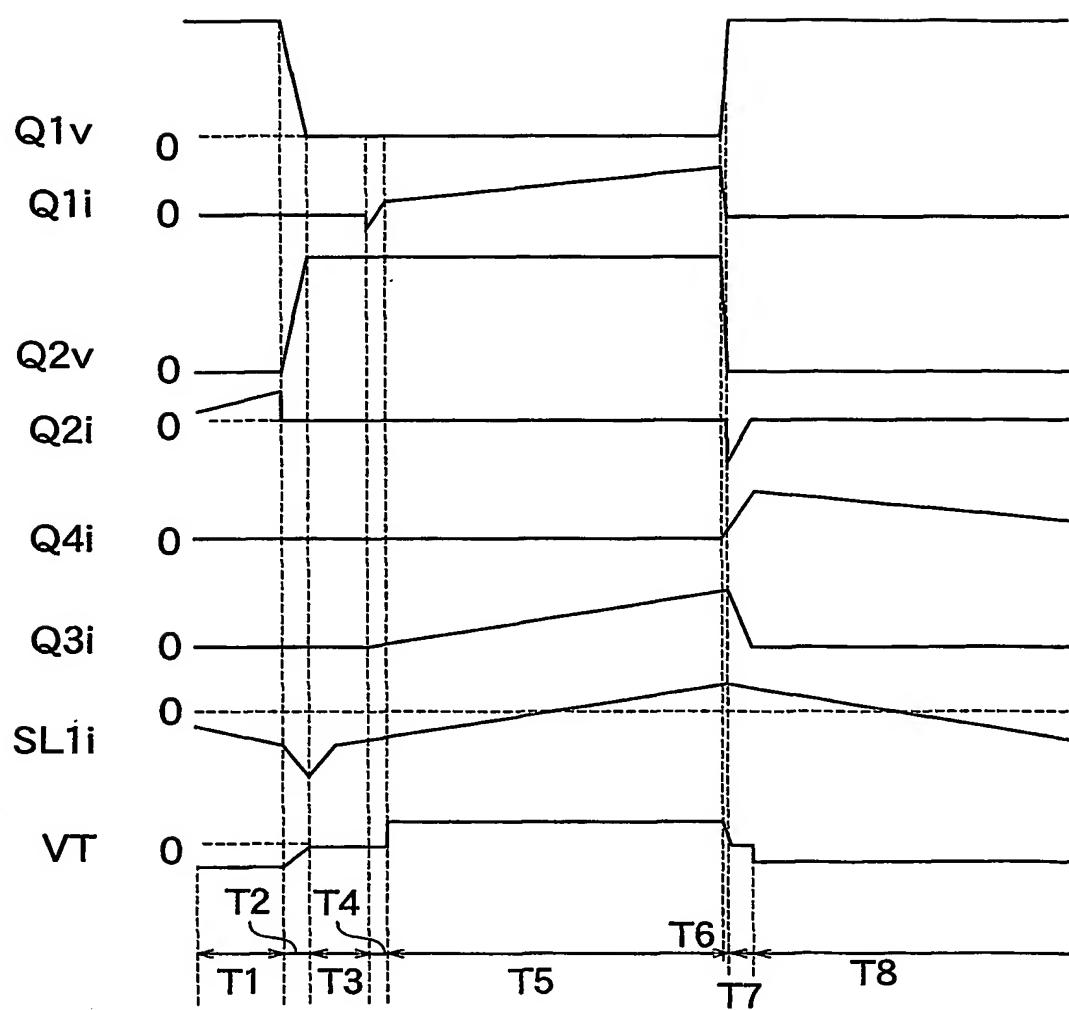
22/33

FIG.26



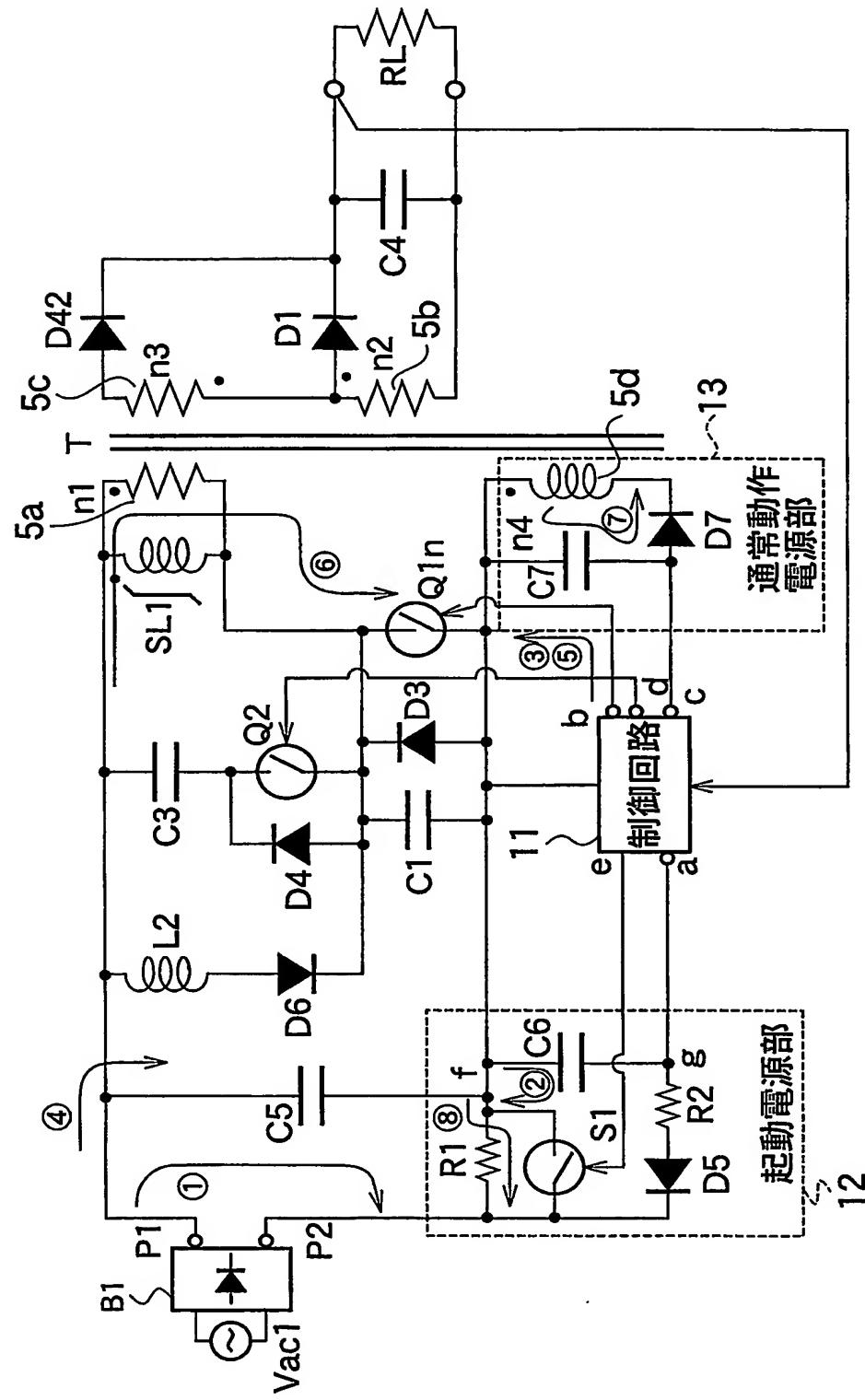
23/33

FIG.27



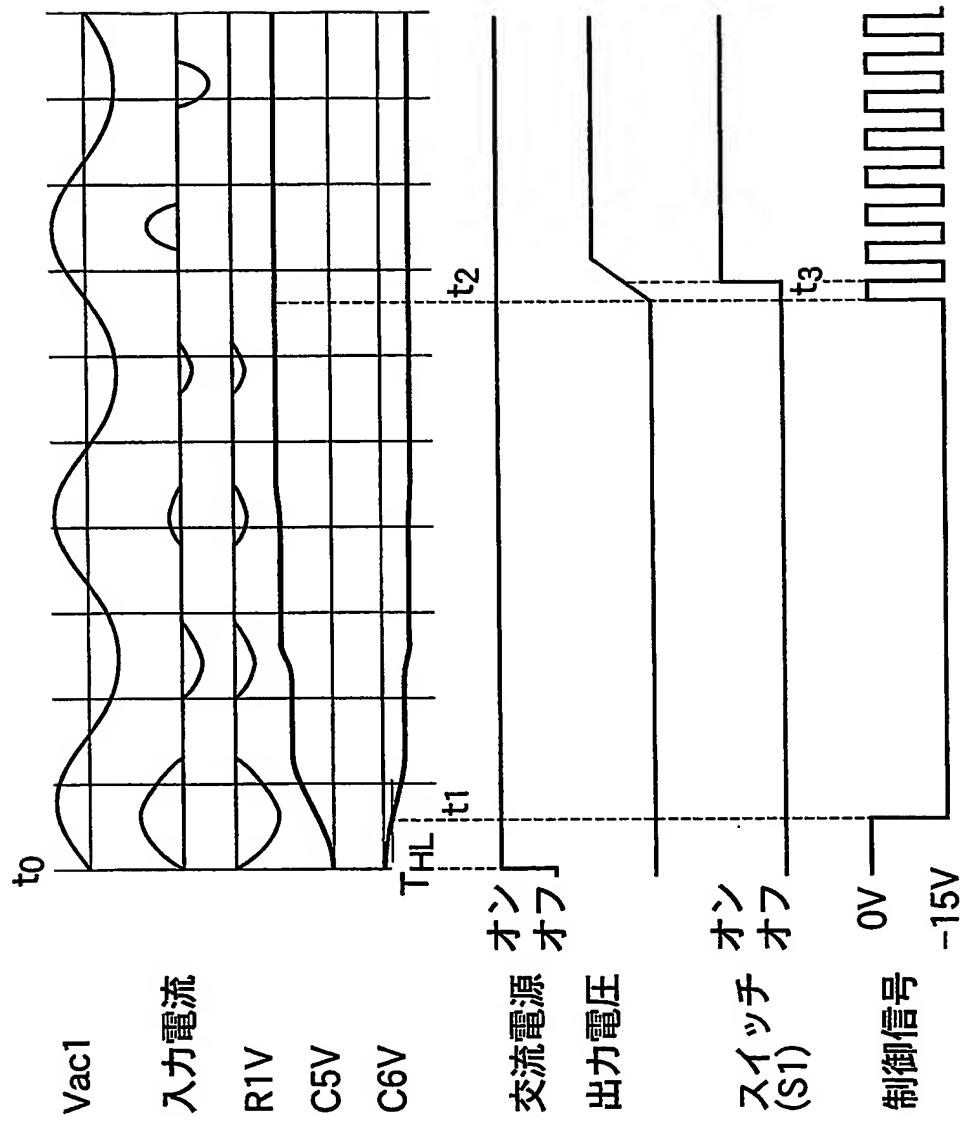
24/33

FIG.28



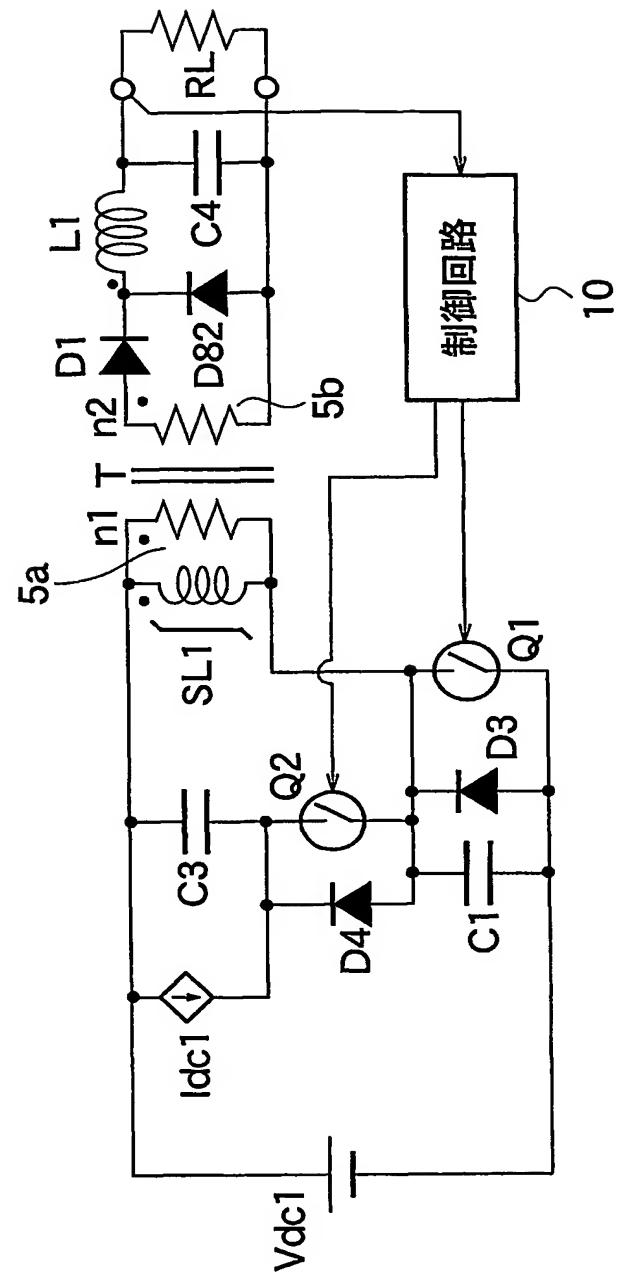
25/33

FIG.29



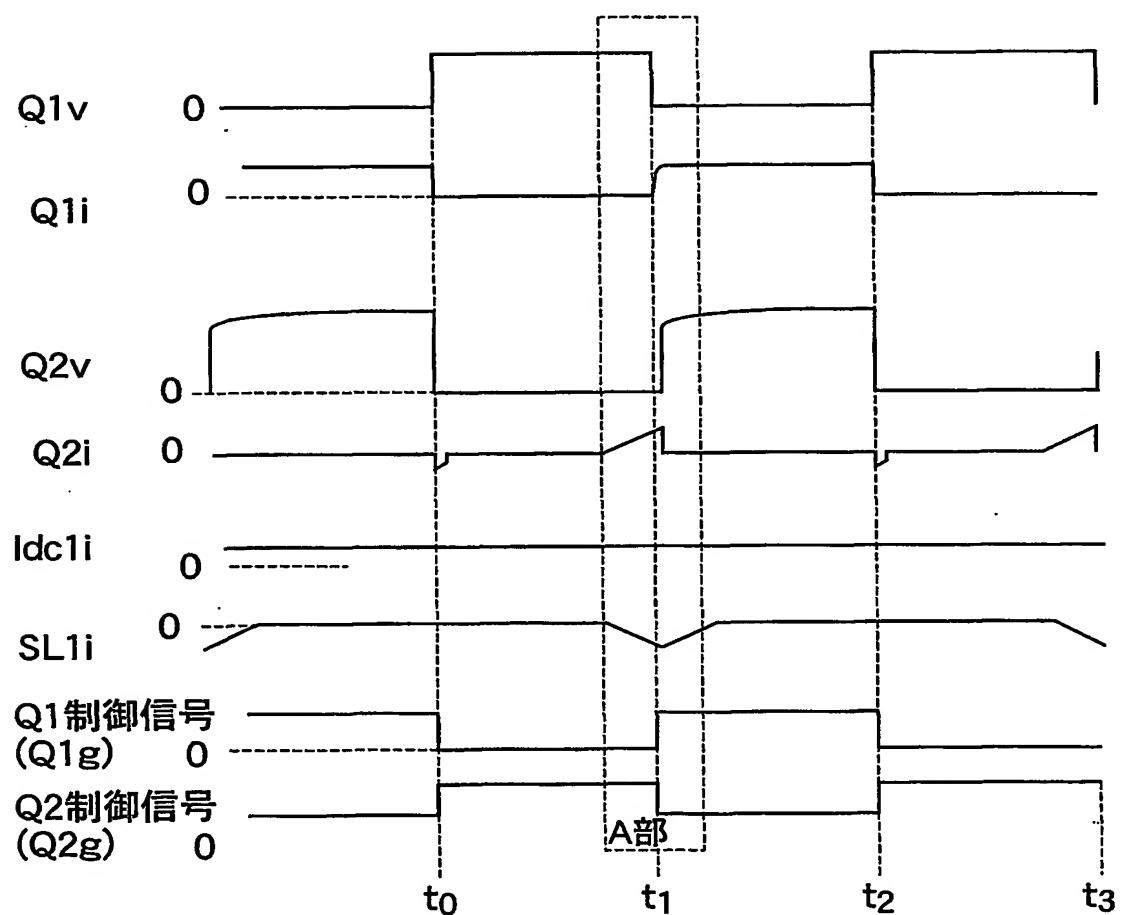
26/33

FIG.30



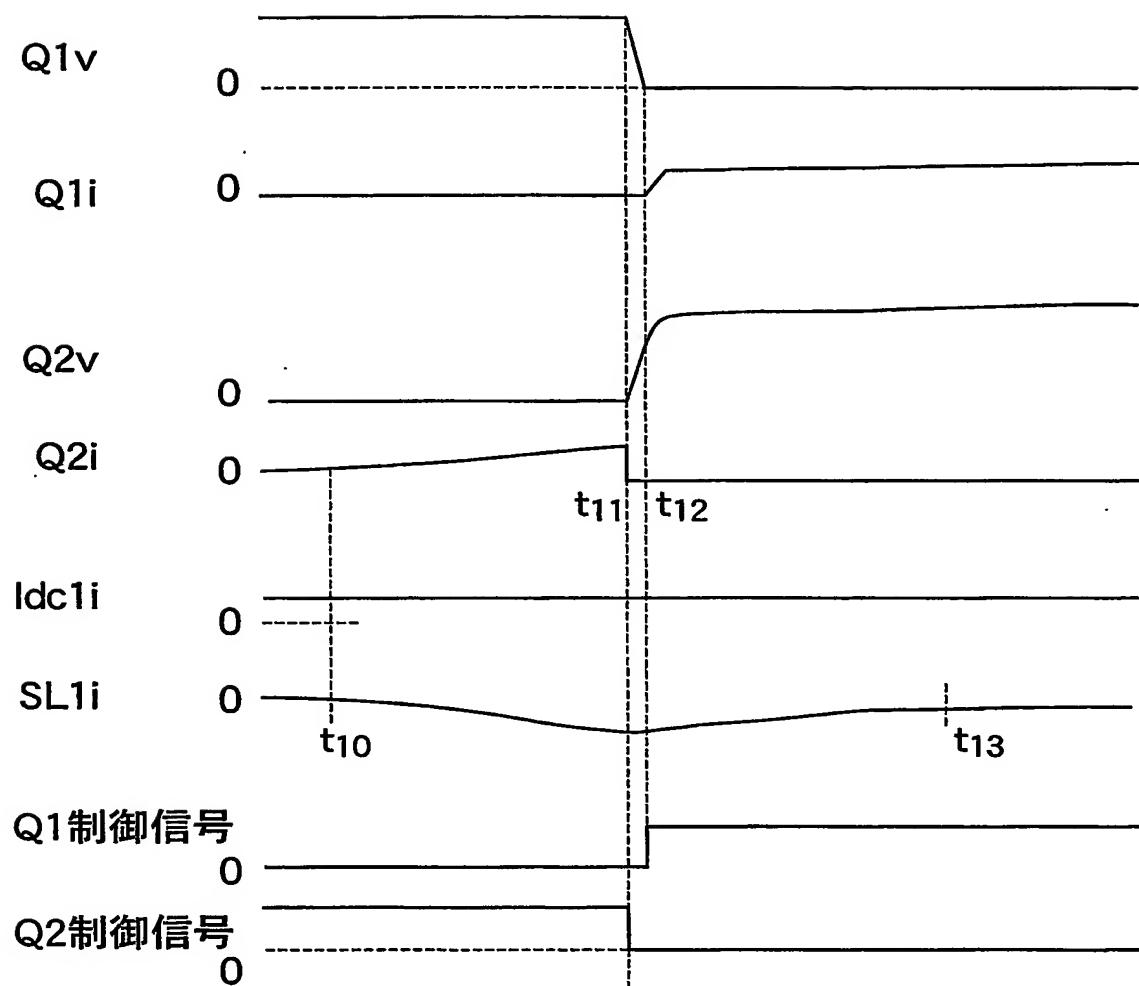
27/33

FIG.31



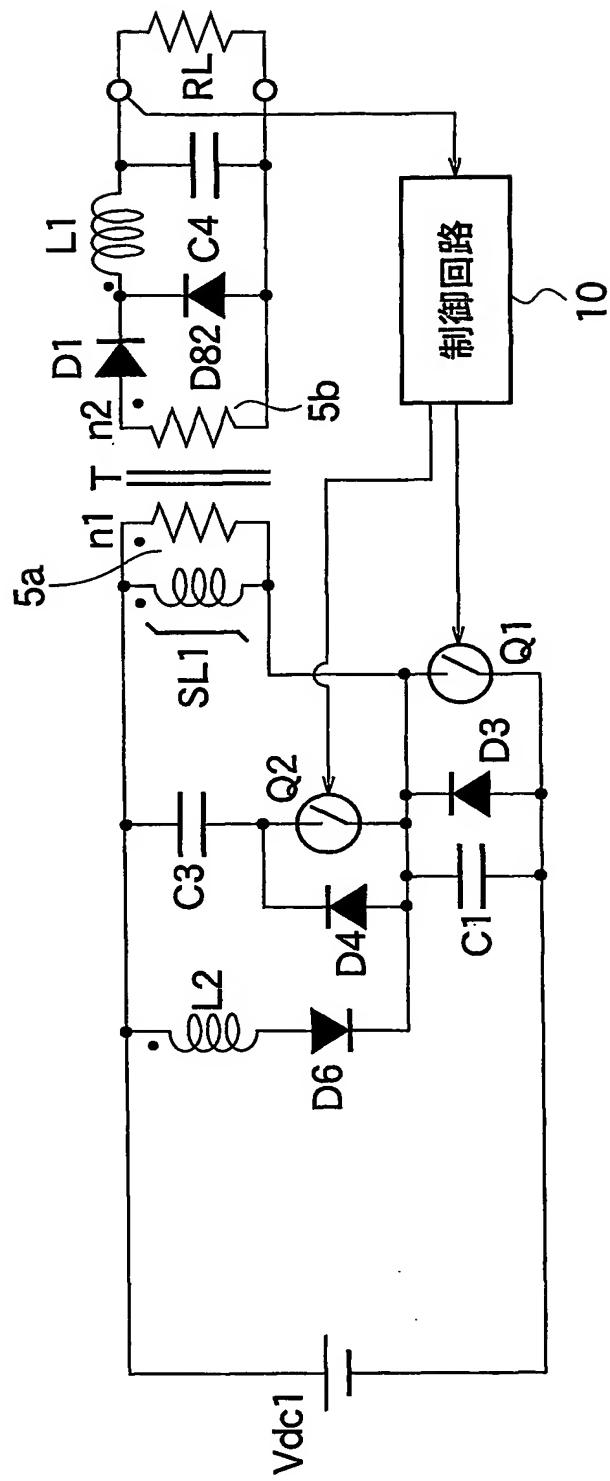
28/33

FIG.32



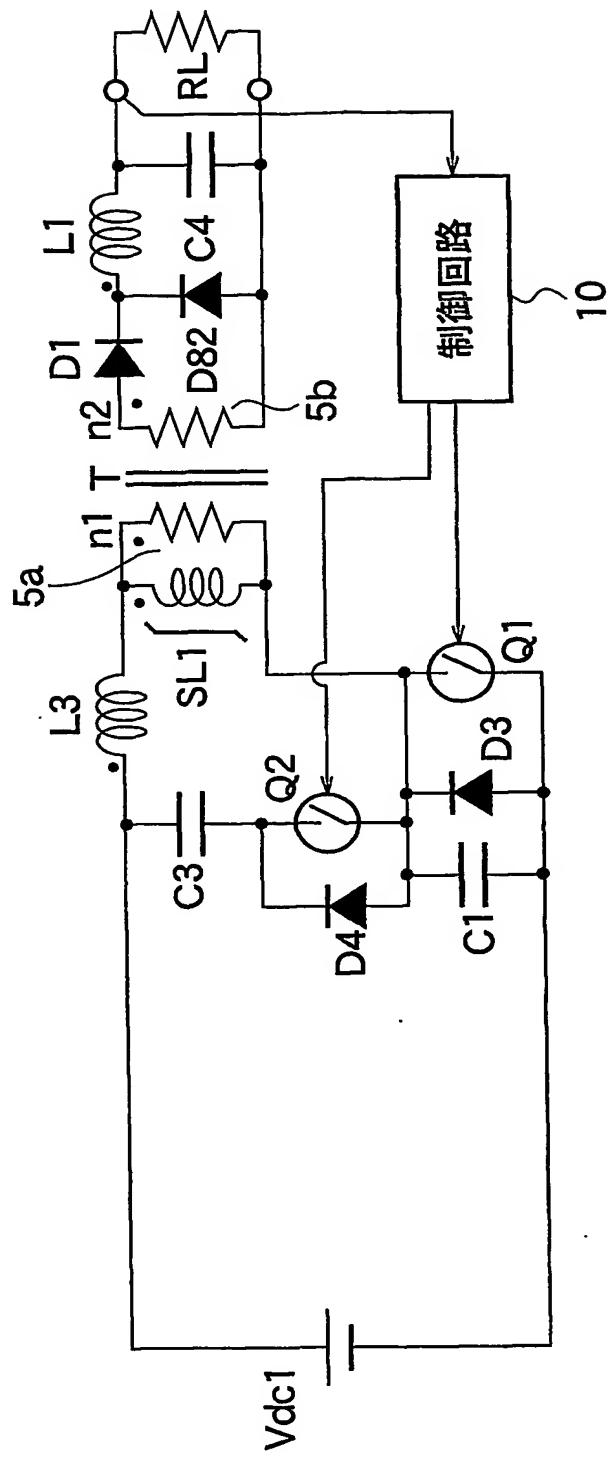
29/33

FIG.33



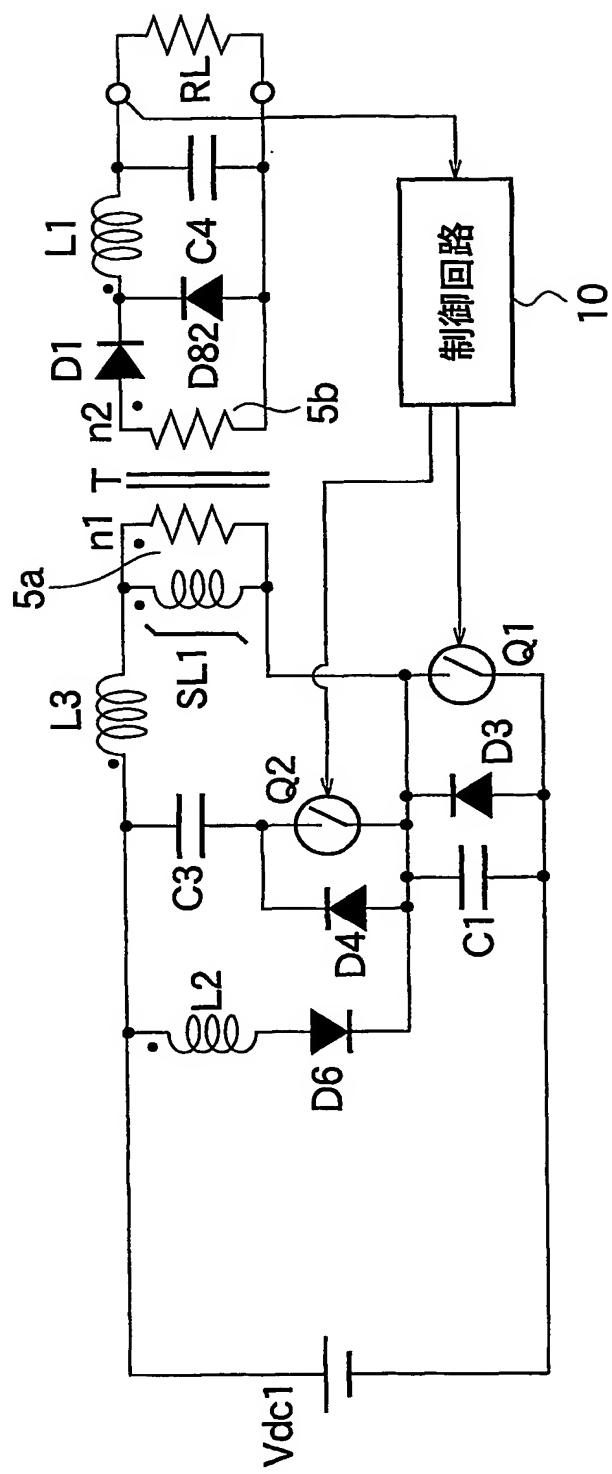
30/33

FIG.34



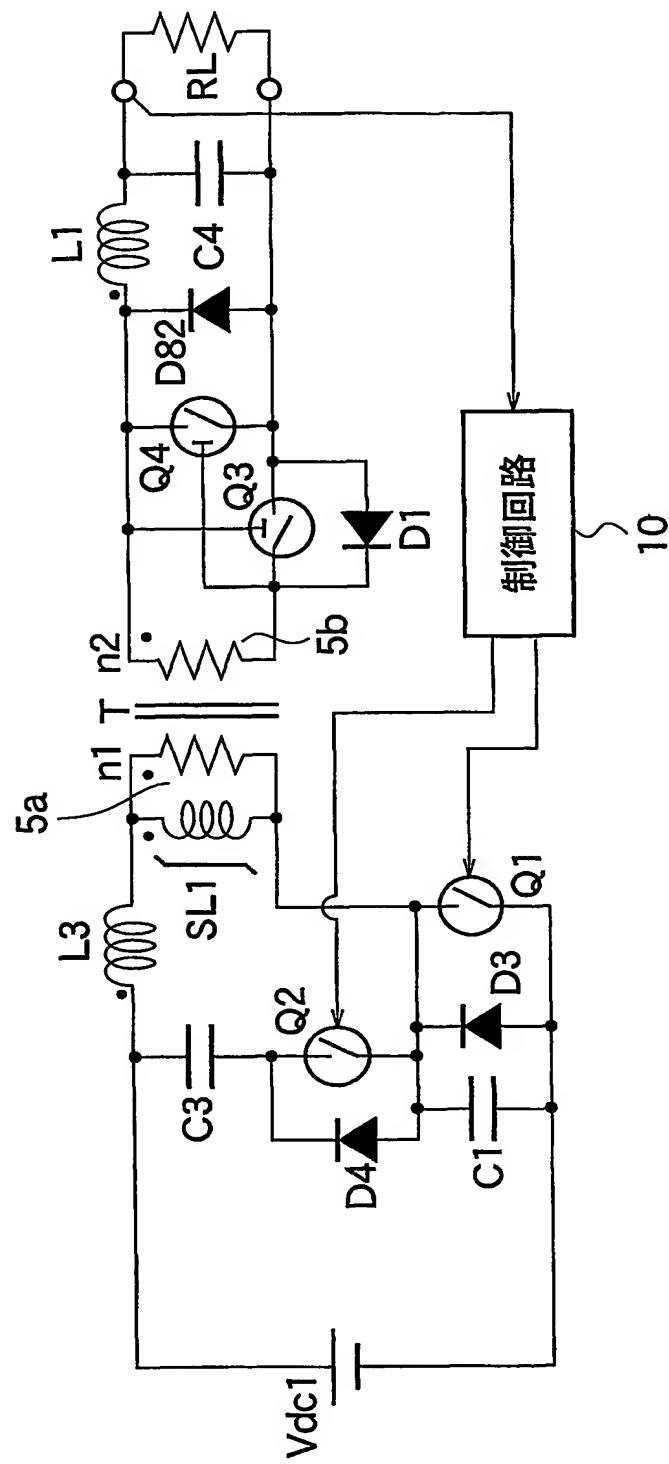
31/33

FIG.35



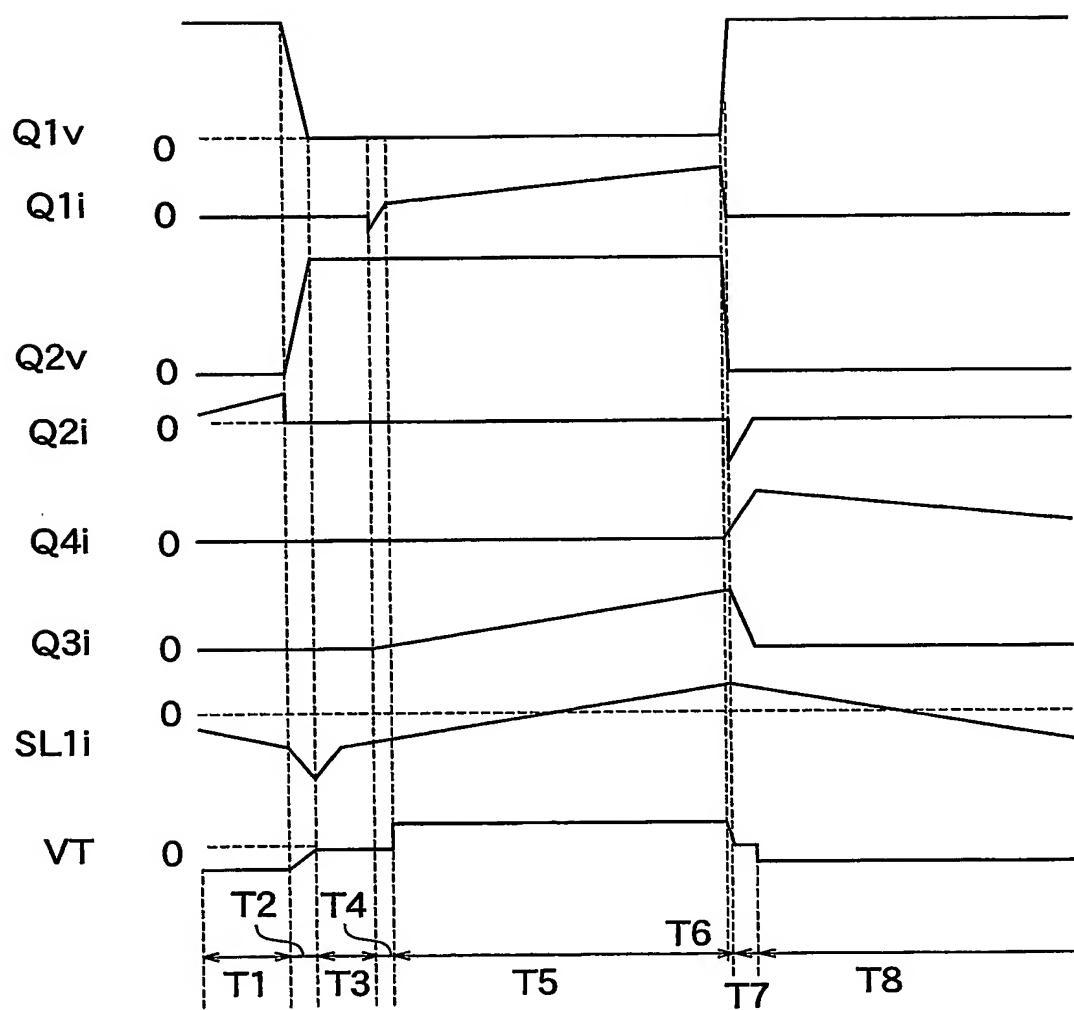
32/33

FIG.36



33/33

FIG.37



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP03/13411

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H02M3/28

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H02M3/00-3/44

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-78339 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 15 March, 2002 (15.03.02), Par. Nos. [0007] to [0009]; Fig. 4 (Family: none)	1-34
A	WO 95/23452 A1 (CROSS, David, Anthony), 31 August, 1995 (31.08.95), Full text; Figs. 1 to 3 & JP 10-500834 A & EP 0746900 A1 & US 5570278 A1 & US 5796595 A1	1-34
A	JP 4-299064 A (Tokimec Inc.), 22 October, 1992 (22.10.92), Full text; Figs. 1 to 5 (Family: none)	1-34

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

Special categories of cited documents:	
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 08 January, 2004 (08.01.04)	Date of mailing of the international search report 27 January, 2004 (27.01.04)
--	---

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP03/13411

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2000-341947 A (Mitsubishi Electric Corp.), 08 December, 2000 (08.12.00), Full text; Figs. 1 to 15 (Family: none)	1-34
A	JP 5-236739 A (Toshiba Corp.), 10 September, 1993 (10.09.93), Full text; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1-34
A	JP 6-22548 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 28 January, 1994 (28.01.94), Full text; Figs. 1 to 10 (Family: none)	1-34

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. C1' H02M 3/28

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. C1' H02M 3/00-3/44

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2002-78339 A (サンケン電気株式会社) 2002. 03. 15, 【0007】-【0009】 , 図4 (ファミリーなし)	1-34
A	WO 95/23452 A1 (CROSS, David, Anthony) 1995. 08. 31, 全文, 図1-3 & JP 10-500834 A & EP 0746900 A1 & US 5570278 A1 & US 5796595 A1	1-34

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示す
もの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日
以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行
日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する
文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって
出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論
の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明
の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以
上の文献との、当業者にとって自明である組合せに
よって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08. 01. 04

国際調査報告の発送日

27. 1. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

桜田 正紀

3V 2917



電話番号 03-3581-1101 内線 3356

C (続き) 関連すると認められる文献		関連する 請求の範囲の番号
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	
A	JP 4-299064 A (株式会社トキメツク) 1992. 10. 22, 全文, 図1-5 (ファミリーなし)	1-34
A	JP 2000-341947 A (三菱電機株式会社) 2000. 12. 08, 全文, 図1-15 (ファミリーなし)	1-34
A	JP 5-236739 A (株式会社東芝) 1993. 09. 10, 全文, 図1-4 (ファミリーなし)	1-34
A	JP 6-22548 A (サンケン電気株式会社) 1994. 01. 28, 全文, 図1-10 (ファミリーなし)	1-34